

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO: TOPOLOGIAS, ANÁLISE,  
PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO.

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA

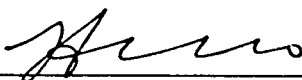
DOMINGO ANTONIO RUIZ CABALLERO

FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO DE 1992

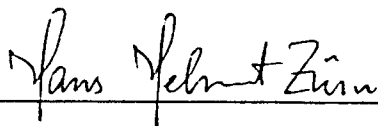
**SISTEMAS ELETRÔNICOS DE ILUMINAÇÃO: TOPOLOGIAS, ANÁLISE,  
PROJETO E EXPERIMENTAÇÃO.**

**DOMINGO ANTONIO RUIZ CABALLERO**

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA  
OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE  
ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO  
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



Prof. Roberto de Souza Salgado PH.D.  
Coordenador do curso de pós-graduação em  
engenharia elétrica

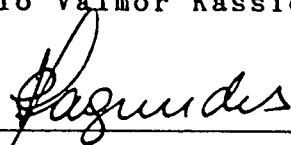
**BANCA EXAMINADORA:**



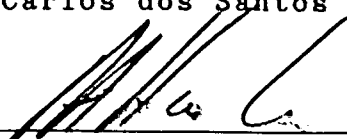
Prof Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.



Eng. Ricardo Araújo Hasche.

"POR LO TANTO, SI ALGUNO DE USTEDES TIENE DEFICIENCIA EN CUANTO A SABIDURIA, QUE SIGA PIDIENDOLE A DIOS, PORQUE EL DA GENEROSAMENTE A TODOS, Y SIN ECHAR EN CARA; Y LE SERA DADA." (SANTIAGO 1:5)

**"A JEHOVA DIOS POR HABERME ILUMINADO EL CAMINO QUE  
TERMINA"**



"A MIS PADRES Y HERMANOS POR SU COMPRENSION Y ESTIMULO".

## AGRADECIMENTOS

A meu orientador Prof. Ivo Barbi, pela dedicação, competência e ensinamentos dispensados durante todo o curso de pós-graduação.

Aos professores participantes de minha banca examinadora: Ivo Barbi, Enio V. Kassick e João Carlos dos Santos Fagundes em especial ao Eng. Ricardo Araújo Hasche, pela atenção e contribuições sugeridas ao trabalho.

Ao meus amigos e colegas do laboratório pelo companheirismo e amizade dispensadas nestes dois anos de estudos.

Aos amigos Pacheco, Coelho e Adenir pela amizade e colaboração na realização deste trabalho.

A Rosângela e Mariângela, pela amizade atenção e presteza dispensadas.

A secretaria e departamento de pós-graduação em especial a Wilson.

A Universidade Federal de Santa Catarina e ao PEC-CAPES pelo suporte financeiro.

A meus pais e irmãos, pela compreensão e estímulo que sempre demonstraram.

A todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização desta pesquisa.

SIMBOLOGIA	xii
RESUMO	xvii
ABSTRACT	xviii
INTRODUÇÃO	xix
 CAPÍTULO 1	 1
 APRESENTAÇÃO DO SISTEMA TRADICIONAL E DIFERENTES ESTRUTURAS UTILIZADAS PARA O REATOR ELETRÔNICO.	 1
1.1 SISTEMA TRADICIONAL	1
1.2 SISTEMA ELETRÔNICO	3
1.2.1 INVERSOR FLYBACK	4
1.2.2 CIRCUITO RESSONANTE FONTE DE CORRENTE	5
1.2.3 CIRCUITO RESSONANTE ALIMENTADO POR TENSÃO	6
 CAPÍTULO 2	 9
 ESCOLHA DO CONVERSOR RESSONANTE E DESENVOLVIMENTO DE UMA METODOLOGIA DE CÁLCULO PARA OS COMPONENTES RESSONANTES.	 9
2.1 RESUMO DO CAPÍTULO	9
2.2 INTRODUÇÃO	9
2.3 MODELO DA LÂMPADA	10
2.3.1 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA LÂMPADA	10
2.3.2 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA LÂMPADA	11
2.4 ESCOLHA DO CIRCUITO RESSONANTE	12

2.5	OPERAÇÃO DO CIRCUITO BÁSICO	13
2.5.1.1	REGIME PERMANENTE	13
2.5.1.2	ANÁLISE EM REGIME SENOIDAL DO CONVERSOR SÉRIE-PARALELO RESSONANTE COM TENSÃO DE ENTRADA RETANGULAR	15
2.5.2	TRANSITÓRIO DE PARTIDA	19
2.5.2.1	MODELO DINÂMICO DO CIRCUITO	20
2.6	PARÂMETROS DO PROJETO	21
2.6.1	EXEMPLO DE PROJETO	23
2.7	CÁLCULO E PROJETO DE UM REATOR PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES	26
2.7.1	PROJETO DO REATOR PARA DUAS LÂMPADAS DE 80W	27
2.8	CONCLUSÕES	29
CAPÍTULO 3		30
REATOR ELETRÔNICO COM FATOR DE POTENCIA QUASE-UNITÁRIO, COMUTAÇÃO SUAVE E FONTE DE TENSÃO DE ENTRADA NÃO CONSTANTE.		30
3.1-	RESUMO	30
3.2-	INTRODUÇÃO	30
3.3	APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO PARA LÂMPADAS DE 20W	31
3.3.1	CIRCUITO BÁSICO	31
3.3.2	ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE SENOIDAL	32
3.3.2.1	DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO	33
3.3.3.-	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA	36
3.3.4.-	PROTÓTIPO EXPERIMENTAL E SIMULAÇÕES	38
3.4	CIRCUITO UTILIZANDO O FILTRO VALLEY-FILL PARA DUAS	

LÂMPADAS DE 40W	42
3.4.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO FILTRO VALLEY-FILL	43
3.4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	47
3.5 - CONCLUSÕES	48
CAPÍTULO 4	50
REATOR ELETRÔNICO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO E SEM EFEITO ESTROBOSCÓPICO.	50
4.1 RESUMO	50
4.2 INTRODUÇÃO	50
4.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO BOOST PROPOSTO	51
4.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	52
4.5 ANÁLISE EM REGIME SENOIDAL DA FONTE BOOST	54
4.6 PARÂMETROS PARA PROJETO	56
4.7 PROJETO	58
4.7.1 CÁLCULOS	58
4.7.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	61
4.8 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS DIFERENTES REATORES	63
4.9 CONCLUSÕES	64
CAPÍTULO 5	65
DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSFORMADOR ELETRÔNICO DE ALTA PERFORMANCE E ALTO FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA PARA LÂMPADAS DICRÓICAS.	65

5.1 RESUMO	65
5.2 INTRODUÇÃO	65
5.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO	66
5.3.1 COMPONENTES DO CIRCUITO	66
5.3.2 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE SENOIDAL; FILTRO DE SAÍDA MAIS CARGA	67
5.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA	72
5.5 PROJETO DO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO	74
5.5.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR DE COMANDO	74
5.5.2 PROJETO DO RAMO RESSONANTE E FILTRO DE SAÍDA	74
5.5.3 FORMA DE CALCULAR O FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA	75
5.5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS	77
5.6 CONCLUSÕES	82
CONCLUSÕES GERAIS	83
 APÊNDICE A	 84
A.1 DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO	84
A.1.1 SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	84
A.1.2 SIMULAÇÃO CIRCUITO DE POTÊNCIA E CIRCUITO DE COMANDO NO MODO AUTO-OSCILANTE	86
A.2 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO AUTO-OSCILANTE OU FORÇADA	87
 APÊNDICE B	 90
B.1 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO	90

B.1.1 ANÁLISE EM REGIME SENOIDAL	91
B.2 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO	92
B.2.1 CÁLCULO DO CIRCUITO DE COMANDO DO REATOR	93
B.2.2 CÁLCULO DO CIRCUITO DE COMANDO DO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO	94
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	97

## SIMBOLOGIA

## CAPÍTULO 2

Vig	Tensão de ignição
b	Fator de escala: próprio de cada lâmpada.
$V_L$	Tensão mínima na característica estática.
E	Tensão contínua de entrada ao reator.
$M_1, M_2$	Mosfets
$L_R$	Indutor ressonante.
$C_s$	Capacitor série ressonante.
$C_p$	Capacitor paralelo ressonante.
$D_1, D_2$	Diodos intrínsecos dos Mosfets.
$V_{AB}$	Tensão de entrada ao circuito ressonante.
$V_p$	Valor de pico da tensão de rede.
$I_{LR}$	Corrente no indutor ressonante.
$\omega_{os}$	Freqüência de ressonância em regime permanente (considerando só o capacitor serie).
$\omega_s$	Freqüência de chaveamento.
$\omega_{ot}$	Freqüência de ressonância no transitório de partida (considerando o capacitor equivalente).
$C_{Req}$	Capacitor equivalente $C_s + C_p$ .
$I_{LRpico}$	Corrente de pico no indutor ressonante.
$V_{Creqpico}$	Tensão de pico no capacitor equivalente.
$I_{op}$	Corrente eficaz de operação da lâmpada.
$V_{op}$	Tensão eficaz de operação da lâmpada.
$R_{ef}$	Resistência efetiva da lâmpada.
$X_L$	Reatância indutiva.
$X_C$	Reatância capacitiva.
$C_{p1}$	Capacitor paralelo #1.
$C_{p2}$	Capacitor paralelo #2.
DF	$\omega_{ot} - \omega_s$



$T_{amp}$	$1/DF$
$Z_s$	Impedância série.
$Z_p$	Impedância paralela.

## CAPÍTULO 3

$C_1, C_2$	Capacitores filtro Valley Fill.
$D_5, D_6, D_7$	Diodos filtro Valley Fill.
$V_{ca}$	Tensão de rede.
$I_{ca}$	Corrente de rede.
$V_{lamp}$	Tensão instantânea de operação da lâmpada.
$I_{lamp}$	Corrente instantânea de operação da lâmpada.
$C_{in}$	Capacitor do barramento CC.
$Z_s$	Impedância série.
$Z_p$	Impedância paralela.
$w$	Frequência de rede.
$w_N$	Frequência normalizada.
$V_p$	Tensão de pico de rede.
$I_{Cp}$	Corrente no capacitor paralelo.
$I_{Cs}$	Corrente no capacitor série
$S_1$	Chave #1.
$S_2$	Chave #2.
$V_{med}$	Tensão média.
$L_F$	Indutor filtro.
$C_F$	Capacitor filtro.
$R_p$	Resistência do ramo de partida.
$C_p$	Capacitor do ramo de partida.
$TDH$	Taxa de distorção harmônica.

## CAPÍTULO 4

$V_{boost}$	Tensão sobre a ponte boost.
-------------	-----------------------------

$R_{\text{boost}}$ circuito Boost.	Resistência Thévenin, vista pelo
$P_{\text{boost}}$	Potência Boost processada.
$V_{\text{BUS}}$	Tensão de barramento.
$V_{\text{ca}}$	Tensão alternada de entrada.
$I_{\text{ca}}$	Corrente alternada de entrada.
$K$	$V_{\text{BUS}}/V_p$ .
$P_T$	Potência total de entrada.
$I_p$	Corrente de pico de entrada.
$P_o$	Potência na saída.
$TR$	Razão de transformação.
$G_T$	Ganho total do circuito boost.
$G_i$	Ganho devido só à indutância
$L_b$	Indutância boost.

## CAPÍTULO 5

$w_{o1}$ ressonante.	Frequência de ressonância devido ao ramo
$w_{o2}$ saída.	Frequência de ressonância do filtro de
$V_o$	Tensão de saída.
$R_L$	Resistência da carga.
$Z_{eq}$	Impedância equivalente.
$w_N$	Frequência normalizada.
$R_N$	Resistência de saída normalizada.
$Z_{of}$ saída.	Impedância característica do filtro de
$L_F, L_M$ de saída.	Indutância magnetizante do transformador

## APÊNDICE A

$R_{D1}$	Modelo resistivo do diodo #1.
$R_{D2}$	Modelo resistivo do diodo #2.
$R_{S1}$	Modelo resistivo da chave #1.
$R_{S2}$	Modelo resistivo da chave #2.
$C_s$	Capacitor ressonante série.
$C_p$	Capacitor ressonante paralelo.
$R_{lamp}$	Modelo resistivo da lâmpada.
$R_{eq1}$	Resistência equivalente entre $R_{D1}$ e $R_{S1}$ .
$R_{eq2}$	Resistência equivalente entre $R_{D2}$ e $R_{S2}$ .
$R_{cond}$	Resistência em condução das chaves.
$R_{blo}$	Resistência de bloqueio das chaves.
$V_{Cgs}$	Tensão capacitor gate-source.
$V_z$	Tensão Zener.

## APÊNDICE B

$V_{cgs}$	Tensão no capacitor gate-source.
$I_{Cgs}$	Corrente no capacitor gate-source.
$Z_{in}$	Impedância de entrada.
$Z_o$	Impedância de saída.
$R_1, R_2=R$	Resistência do circuito de comando.
$B_{m\acute{a}x}$ saturar.	Densidade de fluxo máxima antes de saturar.
$H_{m\acute{a}x}$ saturar	Intensidade de campo máxima antes de saturar
$R_{med}$	Raio médio do núcleo toroidal.
$D$	Diâmetro externo do núcleo toroidal.
$d$	Diâmetro interno do núcleo toroidal.
$h_1$	Largura do núcleo toroidal.

$h_2$	Altura do núcleo toroidal.
$A_e$	Área efetiva do núcleo toroidal.
$L_{md}$	Comprimento médio do núcleo toroidal.
$P_{dis}$	Potência dissipada.
$B_{sat}$	Densidade de fluxo de saturação.
$D_z$	Diodo zener.
$R_g$	Resistência limitadora de gate.
$R_{gs}$	Resistência gate-source.
$R_b$	Resistência de base.

## RESUMO

Realiza-se neste trabalho a análise teórica e a implementação experimental de diversas topologias de sistemas eletrônicos de iluminação.

Dentro destas topologias, são estudadas diferentes maneiras de se obter fator de potência unitário, todas elas com comutação não dissipativa nos reatores eletrônicos.

É apresentado, também, um transformador eletrônico de alta performance e fator de potência unitário, concebido para uma linha de lâmpadas dicróicas, cujo princípio é analisado teórica e experimentalmente.

## ABSTRACT

This work is concerned with theoretical analysis and experimental implementation of several topologies of electronic ballast for fluorescent lamp.

Different methods for obtaining unity power factor are studied, all of them with soft conmutation.

A high performance electronic transformer with unity power factor is also presented, which is conceived for a decoration lamp. Its principle of operation is analysed theoretically and experimentally.

## INTRODUÇÃO

As lâmpadas fluorescentes necessitam de um equipamento auxiliar para a limitação de corrente, devido a sua característica corrente-tensão negativa. Atualmente são usados reatores de bobina e núcleo magnético para este fim. As desvantagens destes reatores são: as suas elevadas perdas, que atingem até 25% da potência da lâmpada; o piscar das lâmpadas ao serem ligadas; o incomodo ruído dos reatores quando em funcionamento e, a pior desvantagem, o seu efeito estroboscópico em computadores e/ou máquinas rotativas.

Esses problemas foram praticamente eliminados com o reator eletrônico: as perdas são reduzidas a 10% da potência da lâmpada; aumenta o rendimento luminoso com o aumento da frequência de operação; a partida é rápida e sem piscar; e dependendo da topologia pode atuar sem efeito estroboscópico e com fator de potência unitário.

Em uma primeira etapa do presente trabalho é apresentado o estudo de diversas topologias para sistemas de iluminação fluorescente alimentados por tensão de alta frequência, com baixo fator de potência de entrada (0,65) e sem efeito estroboscópico. É desenvolvido seu modelo matemático e suas equações de projeto, além de um programa de computação para calcular e simular a operação deste reator.

Uma vez dominado o cálculo dos parâmetros do conversor, é analisada a possibilidade de operação com fator de potência unitário, estudando-se três topologias, das quais duas trabalham com alto fator de potência mas continuam com a desvantagem do efeito estroboscópico.

O princípio de funcionamento destas topologias é verificado por simulações e principalmente através de experimentação.

A última topologia analisada para sistemas de iluminação fluorescente foi um conversor que engloba todas as vantagens procuradas até agora na pesquisa, isto é, sem efeito estroboscópico e com fator de potência

unitário. É analisado o conversor boost encarregado da obtenção do fator de potência unitário. São obtidas as equações de projeto, para simulação e construção de um protótipo em laboratório para comprovar a validade do estudo analítico.

Dentro do ramo da iluminação existe uma linha de lâmpadas de baixa tensão com finalidade de realçar cores, que é conhecida como dicróica.

O fato desta lâmpada ser de baixa tensão tem como desvantagem o uso de transformadores, que são pesados, volumosos e com perdas consideráveis. Na atualidade é possível obter transformadores eletrônicos com tecnologia ressonante de alta performance e alto rendimento, substituindo os antigos redutores de tensão CA a base de gradadores, os quais têm a desvantagem de trabalhar com baixo fator de potência e injetar um alto conteúdo harmônico na rede de alimentação. Para tanto é proposto um transformador eletrônico de alta performance e alto fator de potência de entrada, no qual se introduz um novo conceito, o de ajuda à comutação através de um ramo ressonante auxiliar, produzindo uma comutação sem perdas. São feitos a análise e o projeto do circuito, comprovando-se o seu funcionamento em forma experimental.



## CAPÍTULO 1

### APRESENTAÇÃO DO SISTEMA TRADICIONAL E DIFERENTES ESTRUTURAS UTILIZADAS PARA O REATOR ELETRÔNICO.

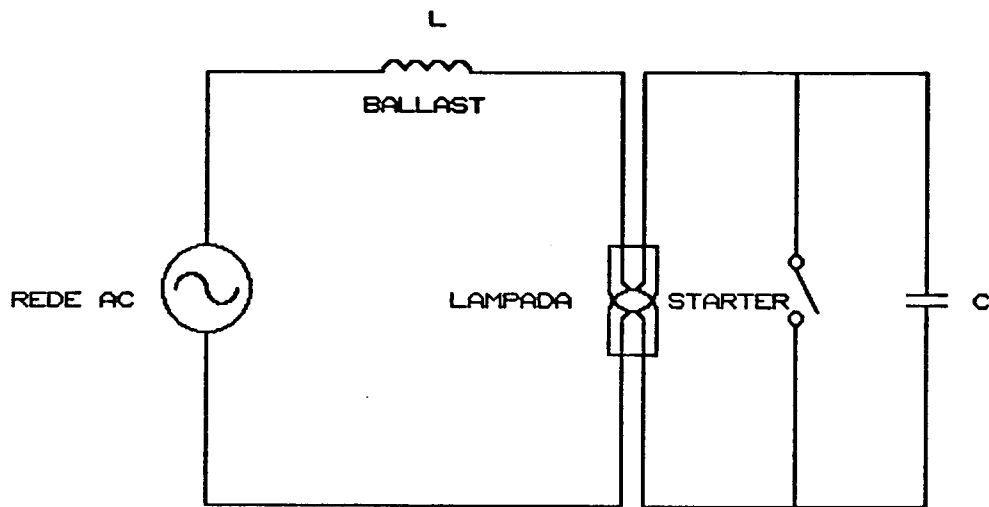
#### 1.1 SISTEMA TRADICIONAL.

O funcionamento de uma lâmpada fluorescente necessita do auxílio de diversos componentes externos, como mostra a figura 1.1. O gás contido na lâmpada é ionizado por meio de um pulso de alta tensão entre os dois eletrodos extremos.

Para facilitar a partida, os eletrodos são feitos de filamentos que são aquecidos durante a ionização da lâmpada por meio de um elemento de partida.

A desconexão deste elemento é automaticamente realizada quando a impedância da lâmpada diminui rapidamente até seu valor mínimo (dependendo da característica intrínseca da lâmpada).

A corrente no circuito em regime permanente fica limitada pelo indutor  $L$  em série com a linha de alimentação.



*Figura 1.1: Circuito tradicional de uma lâmpada fluorescente.*

O elemento de partida, comumente chamado de "starter", é uma parte essencial para o acionamento da lâmpada fluorescente. Ele é constituído por um contato bimetálico imerso num recipiente de vidro com uma mistura de gases, e normalmente em estado de não condução.

Quando a tensão da rede é aplicada ao circuito, a lâmpada fluorescente permanece em alta impedância, o contato bimetálico estabelece condução de corrente entre os eletrodos, aquecendo os filamentos e ionizando a mistura de gases.

Quando o contato bimetálico esfria, o circuito elétrico é rapidamente aberto, gerando uma variação de corrente no indutor L, o qual, por sua vez, gera uma sobretensão conforme mostra a equação (1.1)

$$V = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.1)$$

Já que não existe sincronização com a rede (o "starter" opera aleatoriamente), o circuito abre em qualquer valor de corrente entre o máximo e o zero.

Se a sobretensão é muito baixa, a lâmpada não acende e a seqüência de partida é automaticamente repetida até alcançar a ionização completa da lâmpada, então a impedância da lâmpada cai a seu valor mínimo, produzindo-se uma baixa queda de tensão

entre os eletrodos da lâmpada e o starter.

Como a lâmpada não precisa mais ser ionizada, o starter fica aberto até que se repita a operação para acender a lâmpada.

Deve ser notado que a lâmpada fluorescente apaga quando a corrente é nula, sendo a fonte do efeito estroboscópico.

Este é um problema importante que induz a moléstias visuais e acidentes ocasionais. Para corrigir este fenômeno na lâmpada fluorescente, isto é usado em projetos industriais, são sempre estabelecidas bases duais, que são alimentadas por duas diferentes fases (real ou virtual, via um capacitor).

## 1.2 SISTEMA ELETRÔNICO

O princípio básico de todos os sistemas eletrônicos de controle de iluminação fluorescente (impropriamente chamados de reatores eletrônicos ) consiste em alimentar a lâmpada por uma tensão alternada de frequência elevada ( da ordem de 20 a 60Khz). [1]

Este processo tem quatro principais vantagens:

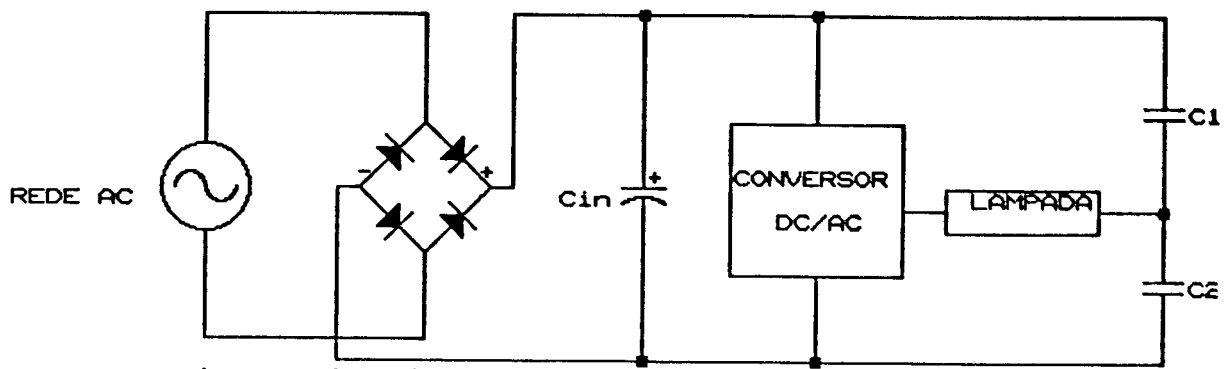
Melhor rendimento luminoso a potência elétrica constante.

Prolonga a duração de vida da lâmpada.

Ausência do efeito estroboscópico.

Peso reduzido sobre a montagem do sistema completo.

A principal desvantagem é um circuito elétrico mais complexo que o do reator tradicional. (Figura 1.2)



*Figura 1.2: Esquema sinótico de um sistema tradicional eletrônico.*

Do ponto de vista eletrônico, os circuitos estão baseados em uma das seguintes topologias :

Inversor Flyback

Circuito Ressonante fonte de tensão

Circuito Ressonante fonte de corrente.

A seguir faz-se uma sucinta comparação de cada um deles.

### 1.2.1 INVERSOR FLYBACK

A topologia flyback (Figura 1.3) não é muito utilizada devido às sobretensões nos transitórios, que requerem o uso de transistores de potência de alta tensão, o que encarece o circuito.

Além disso, um circuito Flyback diminui a eficiência do transistor devido às perdas por comutação como mostra a Figura 1.4.

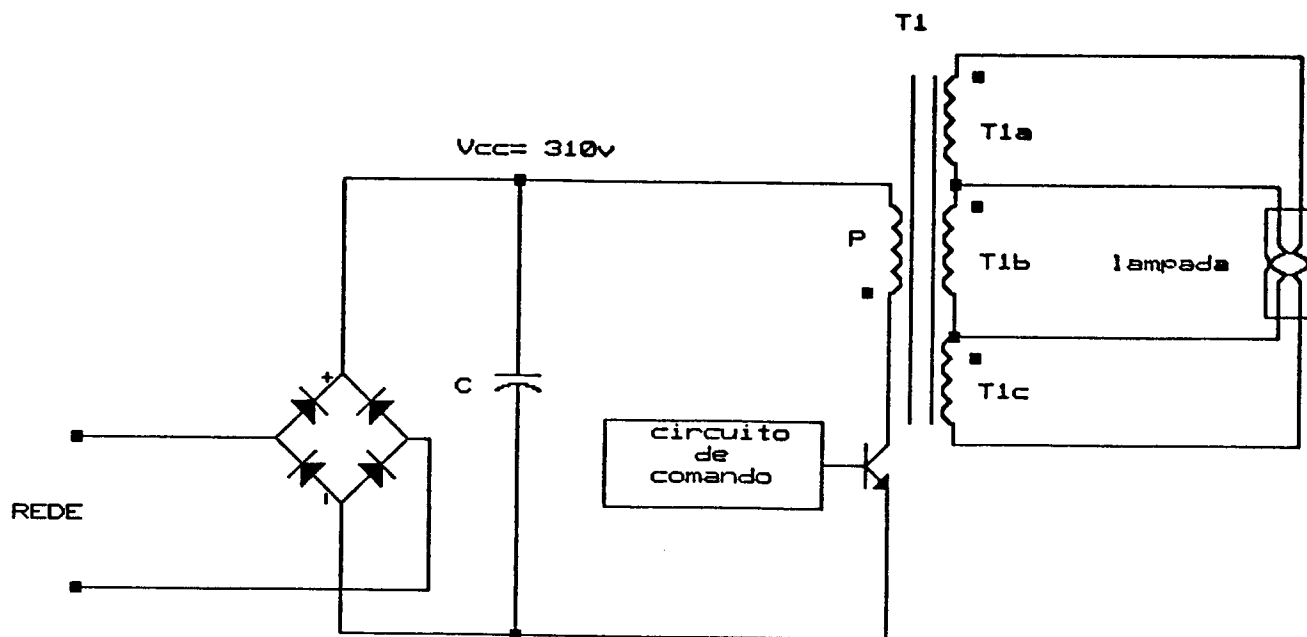


Figura 1.3 : Topologia flyback

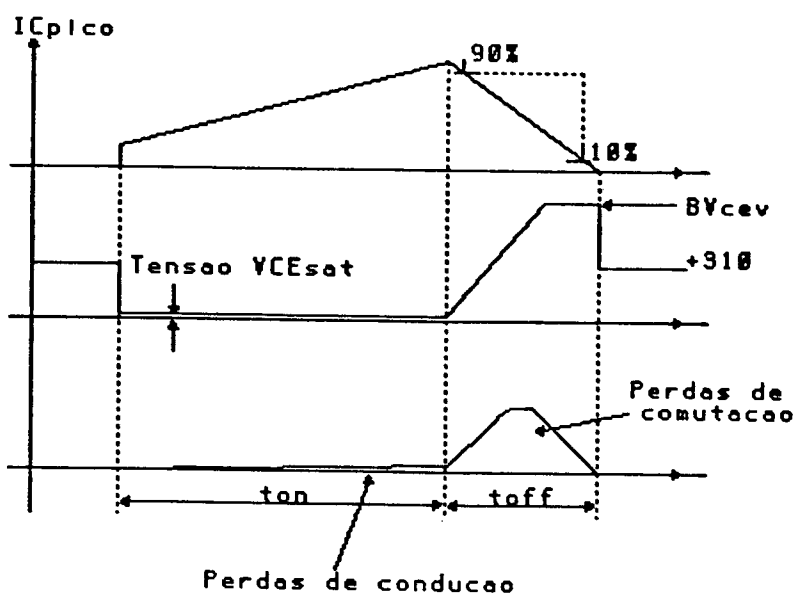


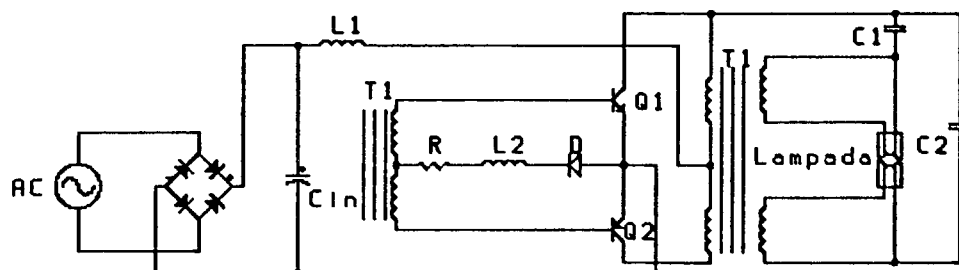
Figura 1.4: Perdas no circuito Flyback.

### 1.2.2 CIRCUITO RESSONANTE FONTE DE CORRENTE

O Circuito ressonante, alimentado por corrente, (ver

diagrama esquemático em Figura 1.5) tem a inerente vantagem de suportar indefinidamente cargas abertas ou curto-circuitadas.

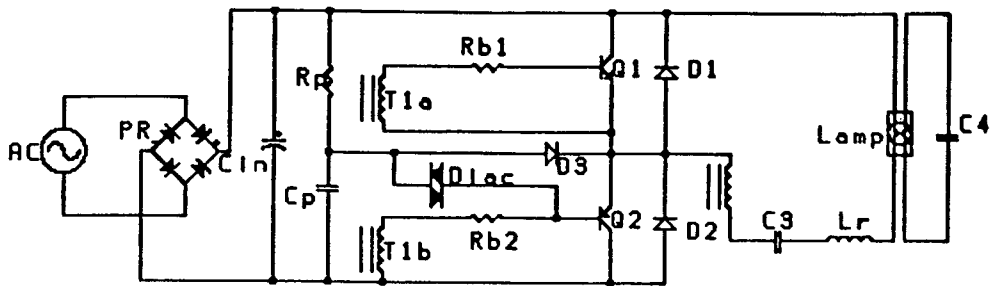
Porém, isto eleva o custo, devido à necessidade de um indutor suplementar, sem outras vantagens significativas.



*Figura 1.5 : Circuito alimentado por corrente típica.*

### 1.2.3 CIRCUITO RESSONANTE ALIMENTADO POR TENSÃO.

Esta configuração é hoje a mais utilizada. Tomando a Figura 1.6 como referência, explica-se o funcionamento.



*Figura 1.6 : Diagrama esquemático de um circuito alimentado por tensão típica.*

A tensão de rede, retificada pela ponte retificadora (PR), carrega o capacitor  $C_{in}$ , que será a fonte de tensão que alimentará o circuito da lâmpada fluorescente.

A transferência de energia é obtida devido ao circuito ressonante série. Na Figura 1.6 o circuito ressonante é constituído pelos componentes passivos  $L_r/C_3/C_4$  e a impedância da lâmpada.

Quando o circuito é ligado e a lâmpada está apagada, o capacitor  $C_4$  está em série com  $L_r$  e  $C_3$  (via filamentos da lâmpada), produzindo-se operação na frequência de ressonância dada aproximadamente por:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L_r \left[ \frac{C_3 + C_4}{C_3 \cdot C_4} \right]^{1/2}} \quad (1.2)$$

Tem-se como resultado uma sobretensão sobre o capacitor  $C_4$ , permitindo uma quase instantânea ionização da lâmpada fluorescente.

Quando a lâmpada é plenamente ionizada, sua impedância cai a um valor mínimo (dependendo da característica da lâmpada), formando um circuito através do capacitor  $C_4$ , o que leva a frequência de ressonância a um valor definido por  $L_r$  e  $C_3$ . A

energia transferida é mais baixa, com a sobretensão na lâmpada reduzida ( a lâmpada permanece ionizada). Assim, a seqüência de partida é completada.

Tais condições de operação minimizarão as perdas, tanto nos componentes passivos quanto nos ativos.

Note que o oscilador feito de  $Q_1$  e  $Q_2$  não tem partida espontânea. De fato, quando a tensão de rede é aplicada, os dois transistores são mantidos bloqueados pelos resistores  $R_{B1}$  e  $R_{B2}$  e os secundários  $T_{1a}$  e  $T_{1b}$  do transformador  $T_1$ , que estão ligados entre a base e o emissor dos transistores.

A polarização de partida é dada pelo Diac, junto com a rede  $R_1/C_2$ , o qual gera um pulso positivo na base de  $Q_2$ . Depois da partida o circuito é desativado pelo diodo  $D_1$ , que mantém a tensão  $V_{BB}$  a uma tensão inferior à tensão de condução do Diac. Este ponto é importante porque evitará a sobre-saturação de  $Q_2$ , portanto, evitará o incremento do tempo de estocagem de  $Q_2$ .

A auto-oscilação é obtida pelo acoplamento dos enrolamentos do transformador  $T_1$ , onde se dá a ação regenerativa de  $Q_1$  e  $Q_2$ .

### 1.3 CONCLUSÕES

- Mostrou-se neste capítulo o funcionamento do reator convencional e as desvantagens deste.

-Introduziu-se os reatores eletrônicos, mostrando as topologias mais usadas e explicando-se em forma muito geral o funcionamento de cada uma das topologias.



## CAPÍTULO 2

### ESCOLHA DO CONVERSOR RESSONANTE E DESENVOLVIMENTO DE UMA METODOLOGIA DE CÁLCULO PARA OS COMPONENTES RESSONANTES.

#### 2.1 RESUMO DO CAPÍTULO

O presente capítulo descreve o estudo de um sistema eletrônico, para iluminação fluorescente (electronics ballast), baseado num inversor ressonante alimentado por tensão de alta frequência.

Um modelo matemático e um estudo qualitativo foram desenvolvidos para projetar o circuito e simular a operação do sistema no melhor ponto de operação.

#### 2.2 INTRODUÇÃO

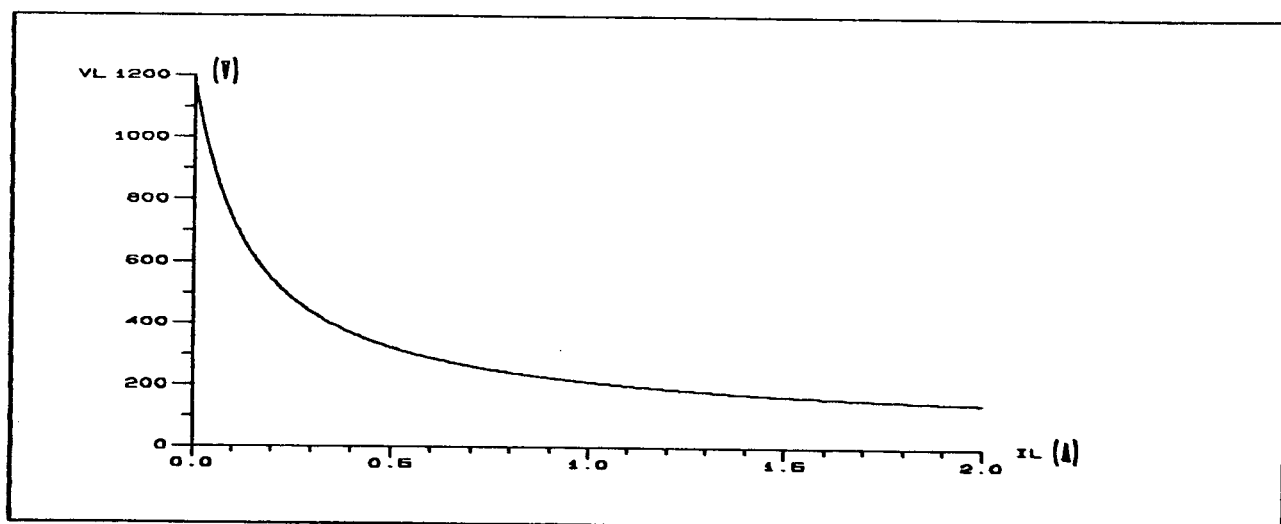
O objetivo deste capítulo é o desenvolvimento de uma metodologia de projeto para um sistema de iluminação fluorescente, usando um conversor ressonante, bem como validá-la em forma experimental.

Neste capítulo também é apresentado e projetado um sistema eletrônico alimentando duas lâmpadas conectadas em série.

## 2.3 MODELO DA LÂMPADA

### 2.3.1 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA LÂMPADA

A lâmpada fluorescente é um dispositivo de característica assimétrica e não linear, que pode ser usada como uma fonte de luz, quando ela opera em modo descarga. A lâmpada fluorescente operando em regime tem uma característica tensão-corrente hiperbólica  $V_S = F(i_S)$ , em ambas as direções, como é mostrado na Figura 2.1[9]. Esta característica é obtida fazendo testes só com uma lâmpada, operando em regime permanente.



*Figura 2.1 : Característica estática da lâmpada*

O início da descarga é um fenômeno conhecido como ignição. Durante a ignição, a lâmpada fluorescente tem uma corrente baixa devido a não ionização do gás. Agora, se é aplicada uma sobretensão na lâmpada, é possível ionizar facilmente o gás devido ao grande campo elétrico produzido.

O modelo matemático de uma lâmpada fluorescente em regime permanente pode ser obtido da Figura 2.1 usando a aproximação da característica estática dada pela hipérbole.

$$V_s = \frac{V_{ig} + b \cdot i_s \cdot V_L}{1 + b \cdot i_s} \quad (2.1)$$

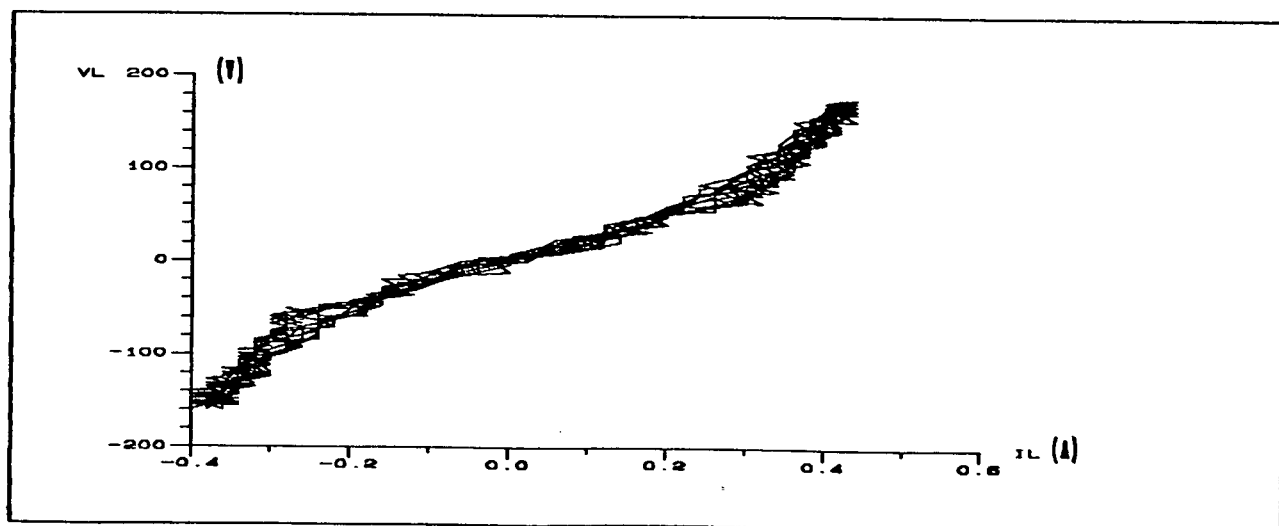
Onde  $V_{ig}$  e  $V_L$  são as tensões de ignição e de vale respectivamente,  $V_s$  e  $I_s$  tensão e corrente da lâmpada, e "b" é um fator de escala próprio de cada lâmpada fluorescente.

### 2.3.2 CARACTERÍSTICA DINÂMICA DA LÂMPADA.

Para constantes de tempo menores (frequências maiores), a coluna de descarga não chega a alcançar uma condição de equilíbrio estático. Por esta razão, utiliza-se a característica dinâmica para representar a lâmpada, característica esta que depende das taxas de variação da tensão e corrente.

Para maiores detalhes a respeito, pode-se procurar na referência [5].

A figura 2.2 mostra-nos a característica dinâmica de uma lâmpada de 40W, funcionando em alta frequência.



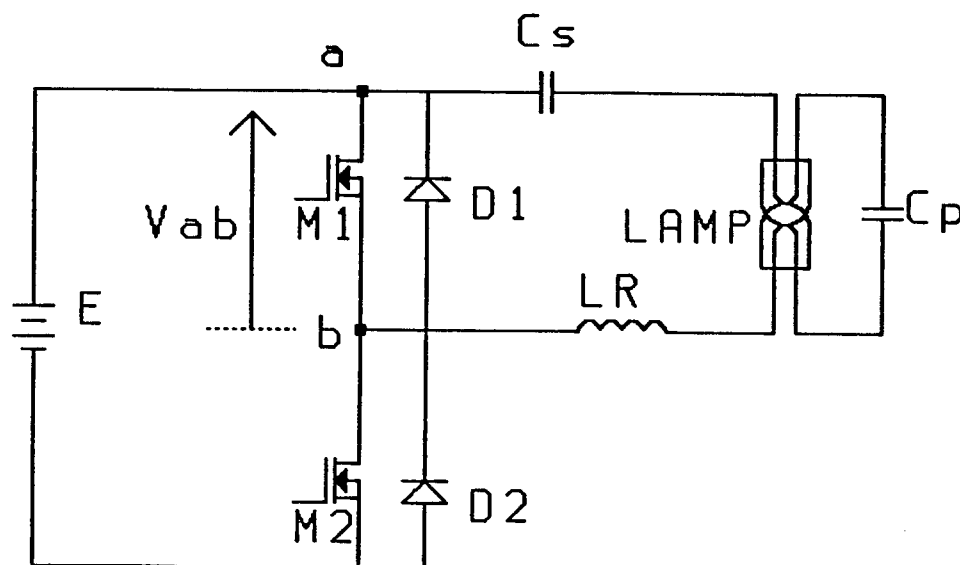
*Figura 2.2 : Característica dinâmica, em regime, da lâmpada fluorescente.*

Com ela pode-se observar que a tensão e a corrente na lâmpada formam uma característica quase linear, o que sugere modelar a lâmpada resistivamente, com um valor dado pela tensão e correntes eficazes de operação.

## 2.4 ESCOLHA DO CIRCUITO RESSONANTE

O conversor série-paralelo, ressonante meia-ponte, alimentado por tensão não simétrica, mostrado na Figura 2.3, é a estrutura mais econômica usada para os sistemas eletrônicos de iluminação fluorescente.[2,3,4,5,6,7]

As duas grandes vantagens desta estrutura, em relação às outras (tipo flyback por exemplo), é ter a possibilidade de ser auto-oscilante e a tensão nas chaves semicondutoras não é superior a sua tensão de alimentação.



*Figura 2.3 : Circuito Básico*

As partes componentes são assim descritas:

$E$  : Tensão de alimentação  
 $M_1, M_2$  : Mosfets de alta tensão e baixa resistência  
 $L_R$  : Indutor ressonante de ferrite  
 $C_S$  : Capacitor série ressonante  
 $C_P$  : Capacitor paralelo de alta tensão  
 $D_1, D_2$  : Diodos intrínsecos dos Mosfets.

## 2.5 OPERAÇÃO DO CIRCUITO BÁSICO

### 2.5.1.1 REGIME PERMANENTE

A operação, em regime, do circuito é descrita do seguinte modo: a) Os Mosfets  $M_1$  e  $M_2$  formam a etapa inversora, transformando a tensão contínua " $E$ " numa tensão  $V_{ab}$  com componente alternada em alta frequência. No intervalo de tempo em que  $M_2$  encontra-se saturado,  $M_1$  encontra-se bloqueado e  $V_{ab}=E$ . Quando  $M_1$  está fechado e  $M_2$  aberto,  $V_{ab}=0V$ .

b) A componente alternada de  $V_{ab}$  (já que a componente contínua fica presa em  $C_S$ ) provoca a circulação de corrente senoidal em  $L_R, C_S$  e na lâmpada. As formas de ondas teóricas da corrente no indutor  $L_R$  e da componente alternada da tensão  $V_{ab}$  estão representadas na Figura 2.4.

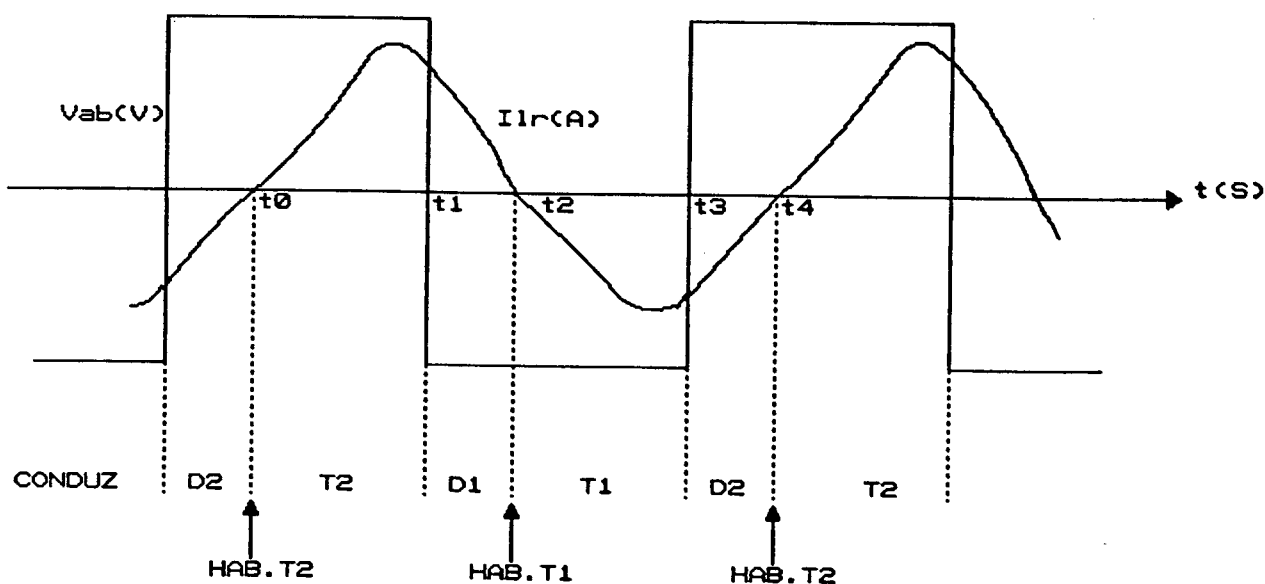


Figura 2.4 : Componente alternada de  $V_{ab}$  e  $I_{Lr}$  em regime permanente.

Os estados topológicos do circuito, correspondentes aos diversos intervalos de tempo estão mostrados na Figura 2.5.

A escolha de um inversor ressonante, com frequência de chaveamento maior que a frequência de ressonância em regime ( $\omega_{OS}=1/(L_R.C_S)^{1/2}$ ), provoca um atraso da corrente  $I_{LR}$  em relação a tensão  $V_{ab}$ , o que propicia os seguintes benefícios[8]:

a) A corrente torna-se praticamente senoidal reduzindo a interferência eletromagnética.

b) Os Mosfets são fechados durante a condução dos diodos associados em antipararelismo nos instantes  $t_2$  e  $t_4$ , sob corrente e tensão nulas, consequentemente sem perdas nestas comutações.

c) Durante o bloqueio dos transistores, que ocorre nos instantes  $t_1$  e  $t_3$ , a corrente  $I_{LR}$  é desviada temporariamente para as capacitâncias intrínsecas, reduzindo praticamente a zero as perdas de comutação, também nesse caso.

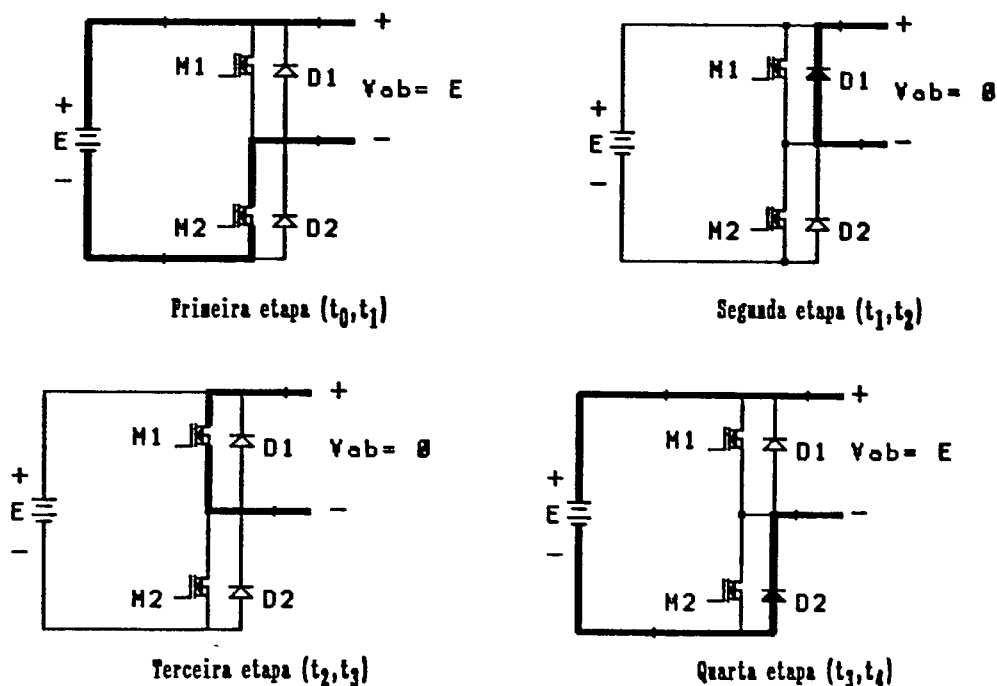
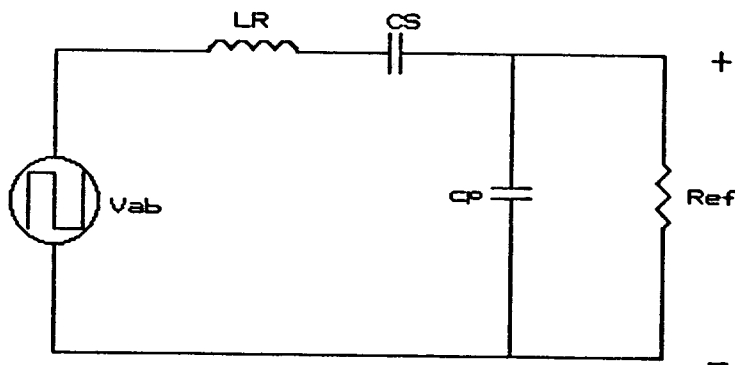


Figura : 2.5 Estados topológicos.

### 2.5.1.2 ANÁLISE EM REGIME SENOIDAL DO CONVERSOR SÉRIE-PARALELO RESSONANTE COM TENSÃO DE ENTRADA RETANGULAR.

Devido ao fato de considerar a tensão de entrada, do circuito ressonante, como uma tensão retangular simétrica (desprezando a componente contínua), a análise será feita generalizando a freqüência desta tensão de entrada, já que uma tensão quadrada é composta pela fundamental e pela soma das harmônicas ímpares desta. A lâmpada é modelada em forma de resistência.



*Figura 2.6 : Modelo para a análise em regime senoidal.*

Então:

$$V_{ab} = \frac{4V_P}{\pi} \left[ \text{SEN}(w_s t) - \frac{1}{3} \text{SEN}(3w_s t) + \frac{1}{5} \text{SEN}(5w_s t) - \dots \right] \quad (2.2)$$

ou

$$V_{ab(2n-1)} = \frac{4V_P}{\pi} \frac{(-1)^{n+1}}{(2n-1)} \sum \text{SEN}((2n-1) \cdot w_s t) \quad (2.3)$$

com  $n=1,2,3,4,\dots$

e  $\sum$  = somatória dos termos

onde

$$Z_s = j(2n-1)\omega_s L_R + \frac{1}{j(2n-1)\omega_s C_s} \quad (2.4)$$

e

$$Z_p = \frac{\frac{1}{j(2n-1)\omega_s C_p} \cdot R_{ef}}{\frac{1}{j(2n-1)\omega_s C_p} + R_{ef}} = \frac{R_{ef}}{1 + j(2n-1)\omega_s C_p R_{ef}} \quad (2.5)$$

Por divisor de tensão:

$$V_{op} = \frac{Z_p \cdot V_{ab}}{Z_p + Z_s} = \frac{V_{ab} \cdot \frac{R_{ef}}{1 + j(2n-1)\omega_s C_p R_{ef}}}{\frac{R_{ef}}{(1 + j(2n-1)\omega_s C_p R_{ef})} + j \left[ (2n-1)\omega_s L_R - \frac{1}{(2n-1)\omega_s C_s} \right]} \quad (2.6)$$

ordenando:

$$\frac{V_{op}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} + j \left[ (2n-1)\omega_s L_R - \frac{1}{(2n-1)\omega_s C_s} \right] \cdot \left[ 1 + j(2n-1)\omega_s C_p R_{ef} \right]} \quad (2.7)$$

Finalmente:

$$\frac{V_{op}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} + \frac{(1 - (2n-1)^2 \omega_s^2 L_R C_s) R_{ef} C_p}{C_s} + j \left[ \frac{(2n-1)^2 \omega_s^2 L_R - 1}{(2n-1)\omega_s C_s} \right]} \quad (2.8)$$

$\omega_{os} = 1/(L_R \cdot C_s)^{1/2}$  (Frequência de ressonância do circuito em série)



$$\frac{V_{op}}{V_{ab}} = \frac{1}{1 + \left[ 1 - (2n-1)^2 \frac{w_s^2}{w_{os}^2} \right] \frac{C_p}{C_s} + j \frac{w_{os}}{(2n-1)w_s C_s R_{ef} w_{os}} \cdot \left[ \frac{(2n-1)^2 w_s^2}{w_{os}^2} - 1 \right]} \quad (2.9)$$

temos que:

$$C_s \cdot w_{os} = \frac{1}{Z_{os}} \quad Q_s = \frac{Z_{os}}{R_{ef}} = \frac{w_{os} \cdot L_R}{R_{ef}}$$

$$\frac{V_{op}}{V_{ab}} = \frac{1}{1 + \left[ 1 - (2n-1)^2 \frac{w_s^2}{w_{os}^2} \right] \frac{C_p}{C_s} + j \frac{Q_s \cdot w_{os}}{(2n-1)w_s} \cdot \left[ \frac{(2n-1)^2 w_s^2}{w_{os}^2} - 1 \right]} \quad (2.10)$$

Fazendo:

$$\frac{w_s}{w_{os}} = w_N = 2 \cdot \pi \cdot F_n$$

Então o ganho de tensão é dado pela expressão (2.11):

$$\left| \frac{V_{op}}{V_{ab}} \right| = \frac{1}{\left[ 1 + \left[ 1 - (2n-1)^2 w_N^2 \right] \frac{C_p}{C_s} \right]^2 + \left[ \frac{-Q_s}{(2n-1)w_N} (1 - (2n-1)^2 w_N^2 - 1) \right]^2}^{1/2} \quad (2.11)$$

A fase é dada pela expressão (2.12):

$$\text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\frac{-Q_s}{(2n-1)w_N} \cdot (1 - (2n-1)^2 w_N^2 - 1)}{1 + \left[ 1 - (2n-1)^2 w_N^2 \right] \cdot C_p / C_s} \right] \quad (2.12)$$

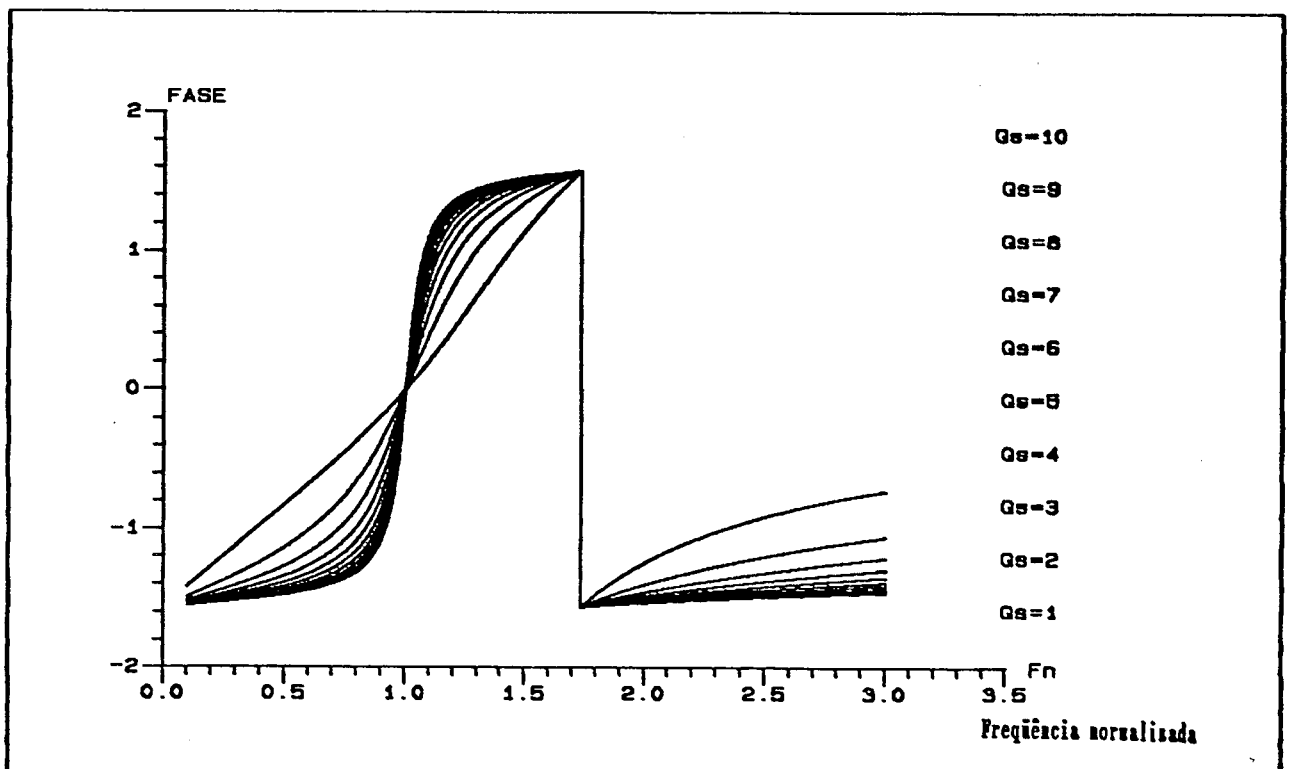
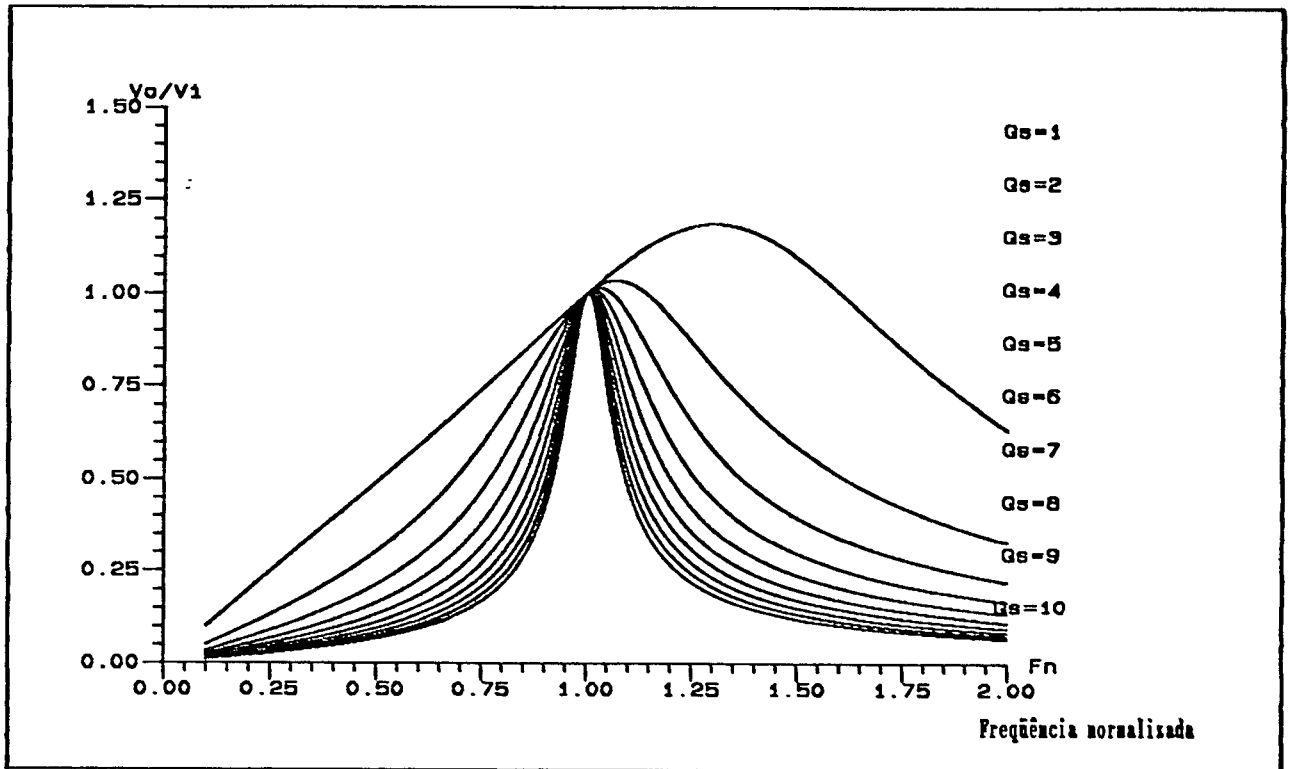


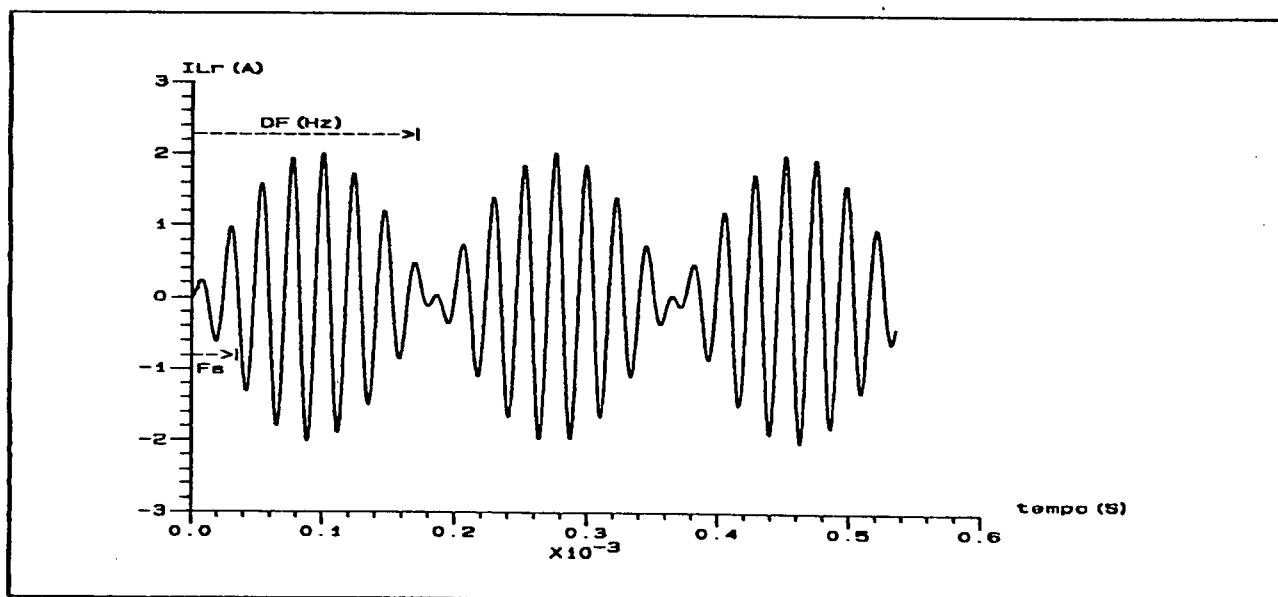
Figura 2.7 : Ábacos obtidos das equações anteriores para  $n=1$  e  $C_p/C_s=0.5$ .

### 2.5.2 TRANSITÓRIO DE PARTIDA

Para o transitório de partida foi comprovado analiticamente e demonstrado, por meio de simulações, que para uma frequência de chaveamento imposta e ligeiramente inferior à frequência ressonante, em transitório (devido a  $L_r$  e  $C_{req}$ ), é possível controlar os valores de pico, tanto de tensão quanto de corrente, já que estes são modulados em amplitude de forma senoidal com frequência  $DF$  ( $DF = f_{ot} - f_s$ ), criando um fenômeno que na física é conhecido como batimento (Figura 2.8).

Quando esta diferença de frequência é grande, a quantidade de ciclos de frequência  $F_s$ , contidos num ciclo da envolvente, aumenta, com o conseqüente aumento nos valores de pico.

Por outro lado, se o valor de  $DF$  diminui, a quantidade de ciclos de frequência  $F_s$  contidos ( $T_{amp} = 1/DF$ ) também diminui.



*Figura 2.8 : Formas de onda no transitório com frequência de chaveamento imposta.*

### 2.5.2.1 MODELO DINÂMICO DO CIRCUITO

Para a análise do circuito no transitório de partida, com frequência de chaveamento imposta, foram feitas as seguintes considerações:

a) Foi considerada só a fundamental da componente alternada da tensão  $V_{ab}$ .

b) Modelou-se a lâmpada em forma resistiva e no transitório de partida (lâmpada apagada) considerada infinita.

A Figura 2.9a mostra o circuito equivalente incluindo a lâmpada, e a Figura 2.9b o modelo analisado.

O comportamento do circuito durante o transitório de partida é representado pelas expressões (2.13) (2.14) (2.15) e (2.16)

$$I_{LR}(t) = w_s \cdot (E/2) \cdot [\cos(w_{ot}t) - \cos(w_s t)] \quad (2.13)$$

Usando identidade trigonométrica:

$$I_{LR}(t) = \frac{2 \cdot w_s \cdot (E/2) \cdot \text{SEN}\{(w_{ot} + w_s)t/2\} \cdot \text{SEN}\{(w_{ot} - w_s)t/2\}}{L_R \cdot (w_{ot}^2 - w_s^2)} \quad (2.14)$$

Tendo que:

$$I_{LRpico} = \frac{2 \cdot w_s \cdot (E/2)}{(L_R \cdot (w_{ot}^2 - w_s^2))} \quad (2.15)$$

e

$$V_{CReqpico} = \frac{I_{LRpico}}{w_s \cdot V_{CReq}} \quad (2.16)$$

onde:

$w_s$  = Frequência de chaveamento imposta.

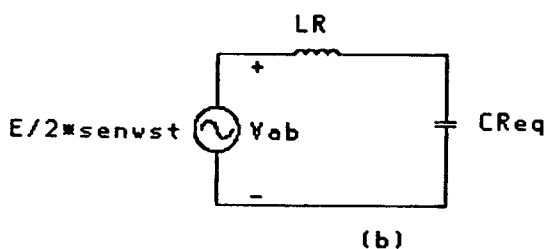
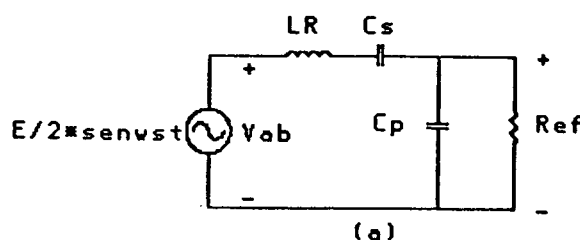
$w_{ot}$  = Freq. de ressonância no transitório de partida.

$$\omega_{ot}^2 = 1/(C_{Req} \cdot L_R)$$

$$C_{Req} = C_S + C_P$$

$V_{CReqpico}$  = tensão máxima no capacitor equivalente no transitório de partida.

$I_{LRpico}$  = corrente máxima de  $L_R$  no transitório de partida.



*Figura 2.9 : a) Circuito equivalente completo. b) Modelo para análise dinâmica.*

## 2.6 PARÂMETROS DO PROJETO

Como uma primeira alternativa de cálculo, são cumpridas as seguintes condições para o sistema de iluminação:

1.- Para o transitório, limitar os valores de pico da corrente e da tensão, mas com um valor tal que se provoque ignição e aquecimento dos filamentos.

2.- Para o regime permanente, que trabalhe com uma corrente imposta igual a  $I_{Op}$  eficaz (corrente de operação dada pelo fabricante), e além disso, que a corrente  $I_{LR}$  esteja atrasada em relação a componente alternada de  $V_{ab}$  (ou seja  $F_S > F_{OS}$ , onde  $F_{OS}$  é a frequência de ressonância devido a  $L_R$  e  $C_S$ ).

Então, da condição (1) considera-se:

$$I_{LRpico} = 5.I_{op} \quad (2.17)$$

$$V_{Ceqpico} = V_{ig} \quad (2.18)$$

Onde  $V_{op}$  e  $I_{op}$  são valores eficazes, no ponto de operação da lâmpada, e  $V_{ig}$  a tensão de ignição, dados pelo fabricante. Das equações (2.17) e (2.18) se obtém respectivamente:

$$C_{Req} = \frac{5.I_{op}}{w_s.V_{ig}} \quad (2.19)$$

e

$$L_R = \frac{(5.I_{op} - w_s.C_{Req}.E)}{(5.I_{op}.w_s^2.C_{Req})} \quad (2.20)$$

Das condições de regime, para manter  $I_{LR}$  em atraso, considera-se que:

$$w_s = 4.w_{os} \quad (2.21)$$

E para obter uma fonte de corrente ideal considerou-se que  $R_{ef}$  em regime permanente é zero, logo:

$$I_{op} = \frac{(E/2)}{(X_L + X_C)} \quad (2.22)$$

De (2.21) e (2.22) é obtido

$$C_s = \frac{(15.I_{op})}{(E/2).w_s} \quad (2.23)$$

### 2.6.1 EXEMPLO DE PROJETO

Das equações obtidas anteriormente pode-se calcular os parâmetros do circuito ressonante para projetar um reator para uma lâmpada de 40W.

Dos seguintes dados  $F_s=30\text{KHz}$ ,  $V_{ig}=1100\text{V}$ ,  $E=310\text{V}$ ,  $I_{op}=0,35\text{A}$  e  $V_{op}=113\text{V}$ , obtém-se:

$$C_{Req} = 7,23\text{nF}$$

$$C_s = 154,02\text{nF} \text{ (valor comercial CR1=100nf)}$$

$$C_p = 7,79\text{nF} \text{ (valor utilizado } C_p = 6,6\text{nF)}$$

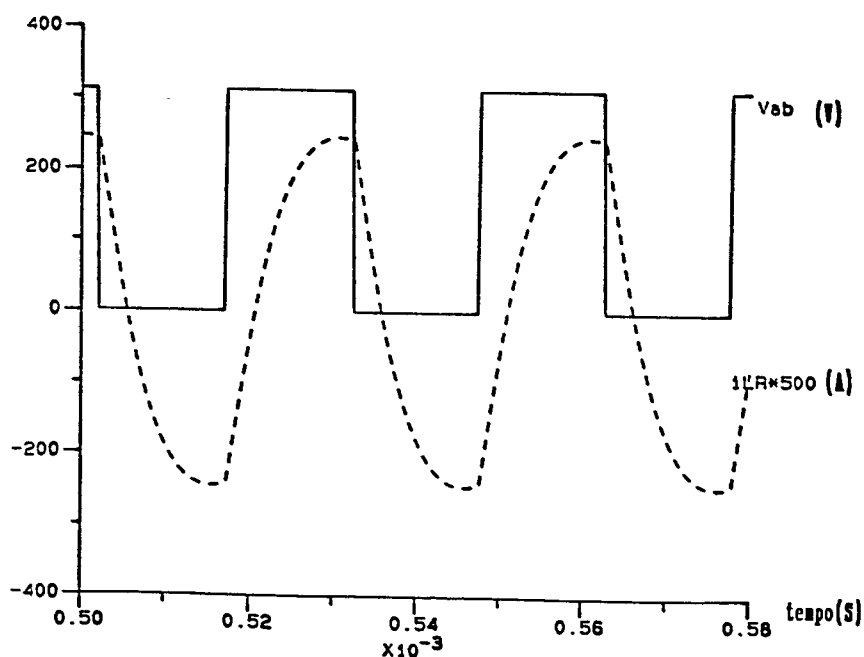
$$L_R = 2,95\text{mH} \text{ (valor medido } L_R = 2,1\text{mH)}$$

Núcleo de ferrite 30/7,  $N=217$  espiras, condutor 3xAWG-30

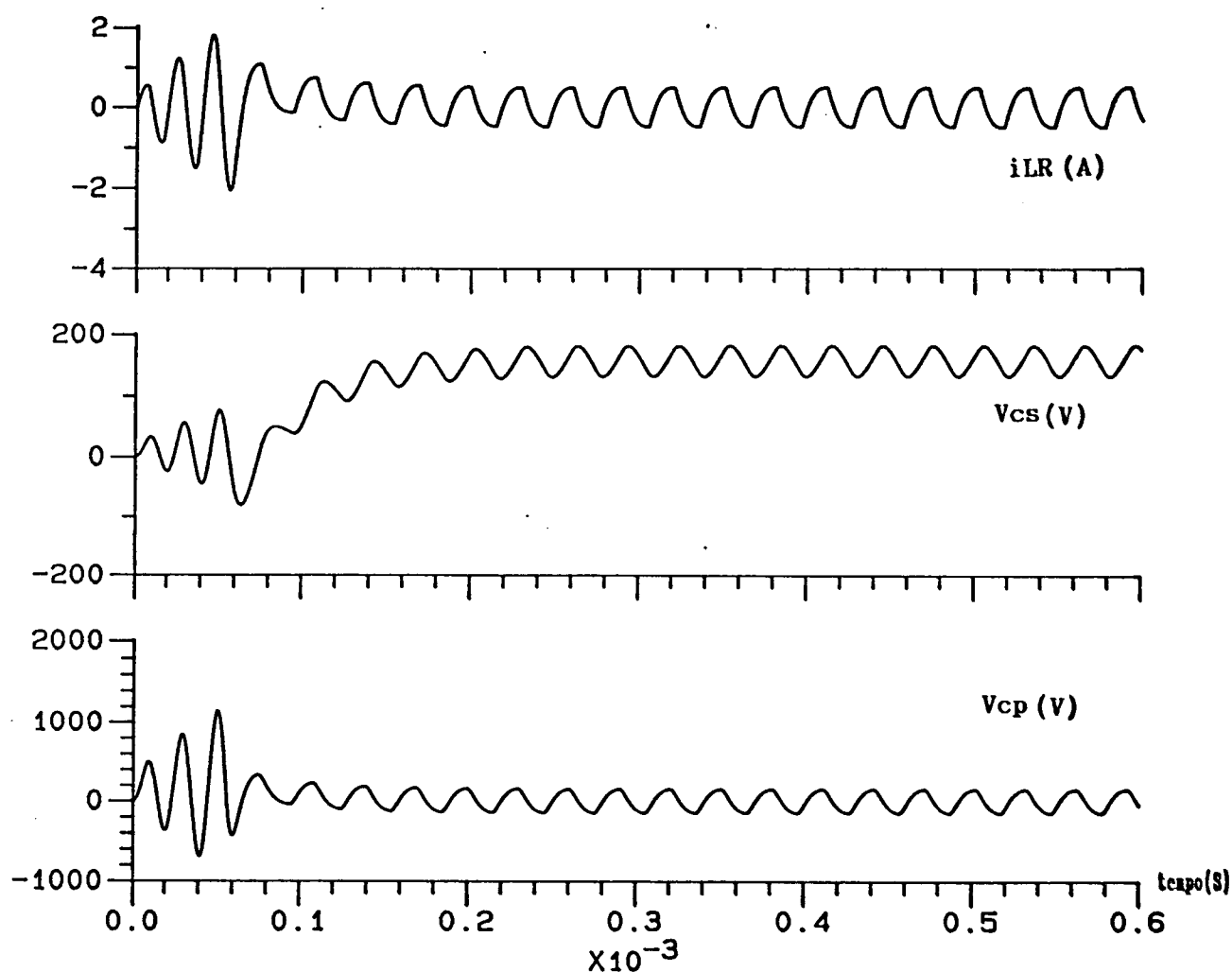
Entreferro de 1,5mm

Mosfet T1,T2= IRF740

As figuras seguintes apresentam as principais formas de onda obtidas por simulação para o transitório de partida e para a operação em regime permanente, utilizando o circuito mostrado na figura 2.3.



*Figura 2.10 : Resultados de simulação em regime permanente, mostrando-se a tensão de entrada do circuito ressonante  $V_{AB}$  e a corrente no indutor ressonante  $I_{LR}$ .*

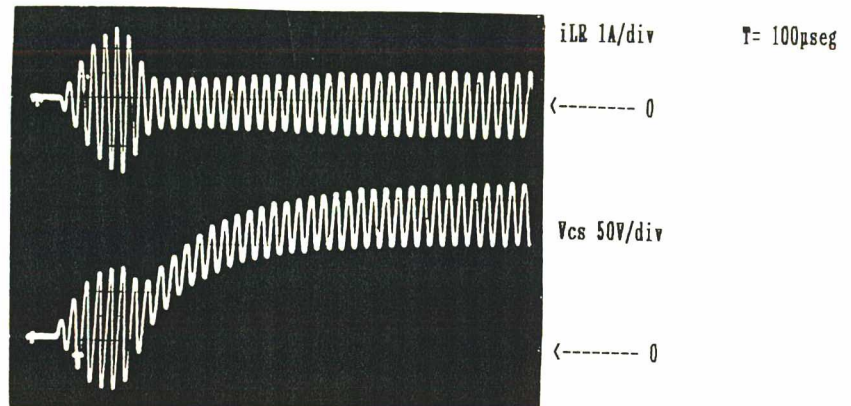


*Figura 2.11 : Resultados de simulação do transitorio de partida.*

O circuito foi implementado em laboratório. A figura 2.12 mostra os resultados mais relevantes obtidos experimentalmente para uma lâmpada de 40W.



(a)



(b)

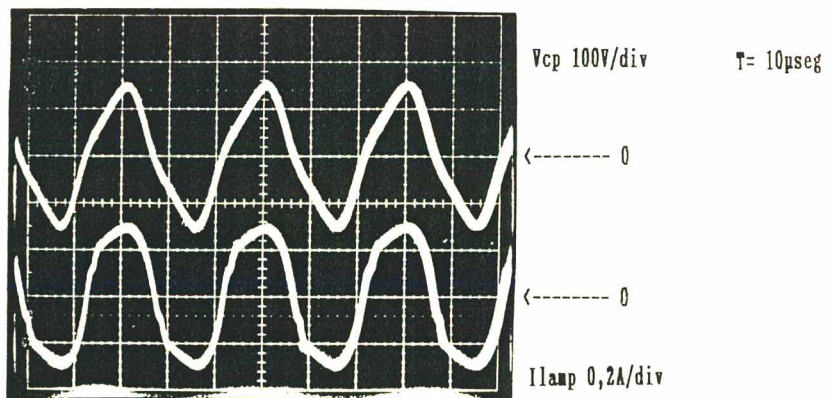
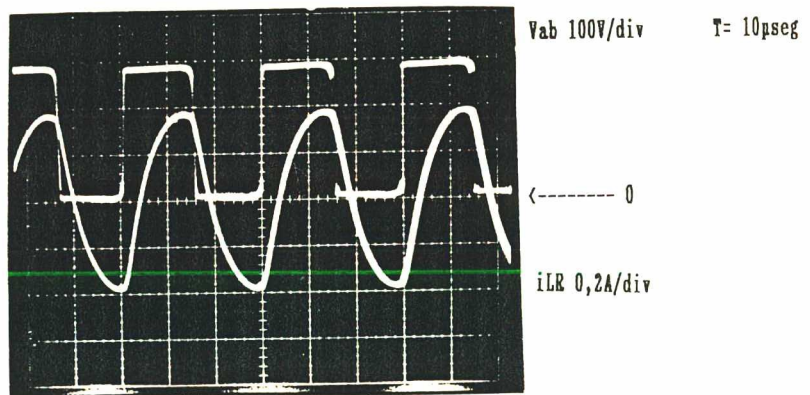


Figura 2.12 : a) Fotografia do transitorio de partida. b) Fotografia do regime permanente.

## 2.7 CÁLCULO E PROJETO DE UM REATOR PARA DUAS LÂMPADAS FLUORESCENTES.

Tendo já calculado os valores para uma lâmpada, estuda-se uma maneira de fazer o cálculo dos parâmetros ressonantes para um reator alimentando duas lâmpadas fluorescentes.

Aproveitando todo o desenvolvimento analítico anterior (feito para uma lâmpada) e sabendo que a conexão mais comum entre duas lâmpadas é a conexão série, projetou-se um reator duplo, fazendo uma repartição equitativa de potência nas de potência nas lâmpadas. Assim, dividiu-se em igualdade suas tensões, através da divisão da capacitância do capacitor paralelo ( $C_p$ ) em dois. A figura 2.13 mostra a forma da divisão do capacitor e a conexão final das lâmpadas.

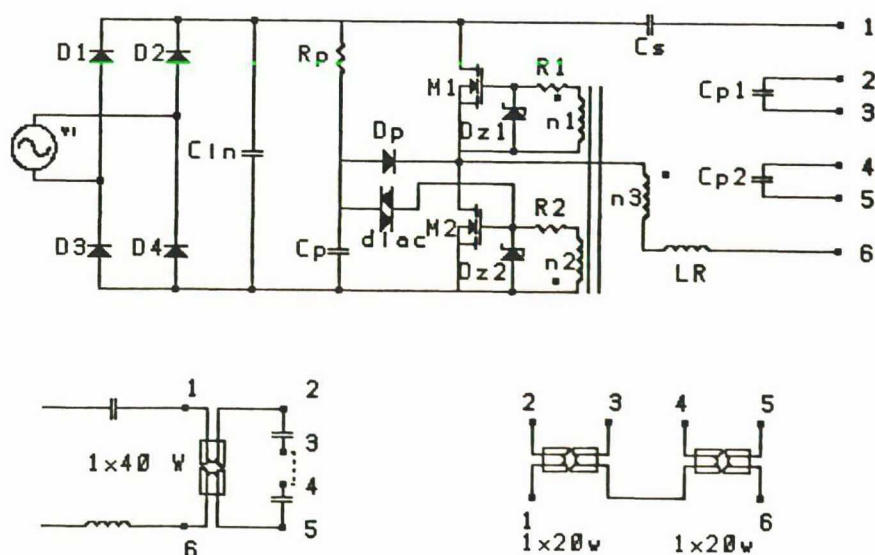


Figura 2.13 : Conexão série

Observa-se que  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  são iguais a  $2 \times C_p$  e  $C_p$  é o valor do capacitor originalmente calculado.

Esta maneira de obter um reator para duas lâmpadas fluorescentes foi realizado na referência [14] com bons resultados, obtendo-se um reator para duas lâmpadas de 20W,

através de um reator de 40W. Portanto o passo a seguir será o projeto de um reator para duas lâmpadas de 40W.

### 2.7.1 PROJETO DO REATOR PARA DUAS LÂMPADAS DE 40W.

Seguindo com as mesmas etapas de projeto anteriormente descritas e utilizando o software desenvolvido para este trabalho fez-se o cálculo dos parâmetros do circuito de duas lâmpadas de 40W.

A seguir os dados para o projeto :

$F_s = 40\text{KHz}$  , Freqüência de operação  
 $V_{inRMS} = 220\text{V}$  , Tensão eficaz de entrada  
 $I_{op} = 0,35\text{A}$  , Corrente de operação da lâmpada  
 $V_{op} = 228,57\text{V}$  , Tensão de operação  
 $V_{ig} = 2000\text{V}$  , Tensão de ignição

Para efeitos do programa de cálculo e simulação, as duas lâmpadas de 40W são representadas por uma de 80 W que precisa sempre do dobro dos valores de projeto de uma de 40W (em tensão, já que estão em série).

Logo com os dados anteriores e o programa de cálculo desenvolvido foram obtidos os resultados seguintes:

$C_s = 143,23\text{nF}$                        $C_p = 5,045\text{nF}$                       e                       $L_R = 1,2631\text{mH}$

Agora para as duas lâmpadas fez-se o cálculo de  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$  fazendo-o igual a  $2_x C_p$ , obtido anteriormente, logo:

$C_s = 100\text{nF}$  ,                       $C_{p1} = 10\text{nF}$  ,                       $C_{p2} = 10\text{nF}$                       e  
 recalculando                       $L_R = 2,1\text{mH}$

Um protótipo foi construído em laboratório, com os



valores obtidos, para comprovar os cálculos anteriores. A figura 2.14 mostra as formas de onda de tensão sobre as duas lâmpadas e a corrente de operação em regime permanente. A figura 2.15 mostra a característica dinâmica das lâmpadas. Note-se a validade da modelagem resistiva das mesmas.

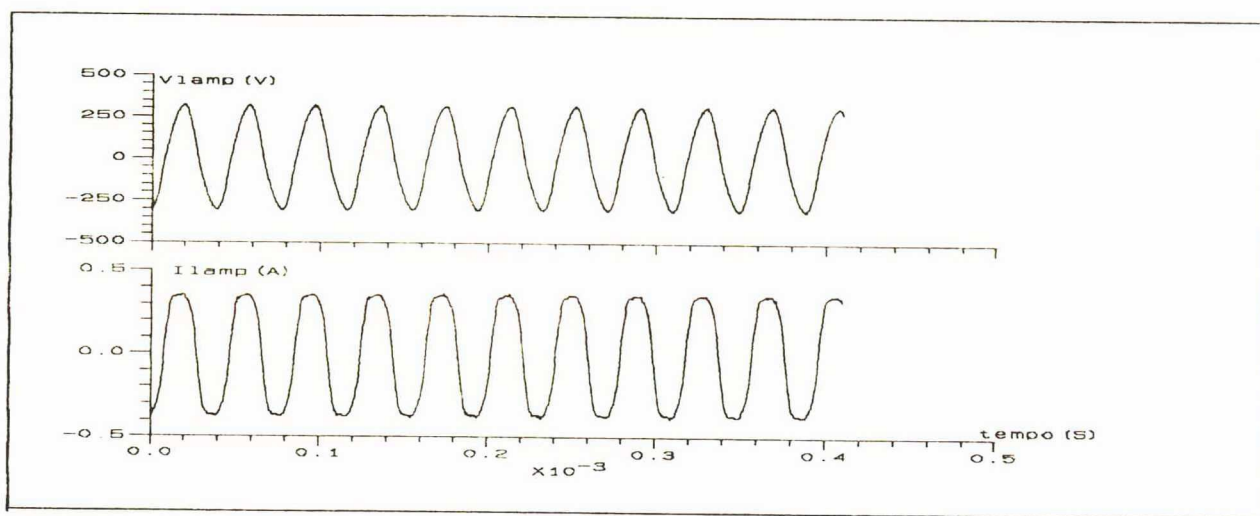


Figura 2.14 : Tensão e corrente nas duas lâmpadas em regime permanente.

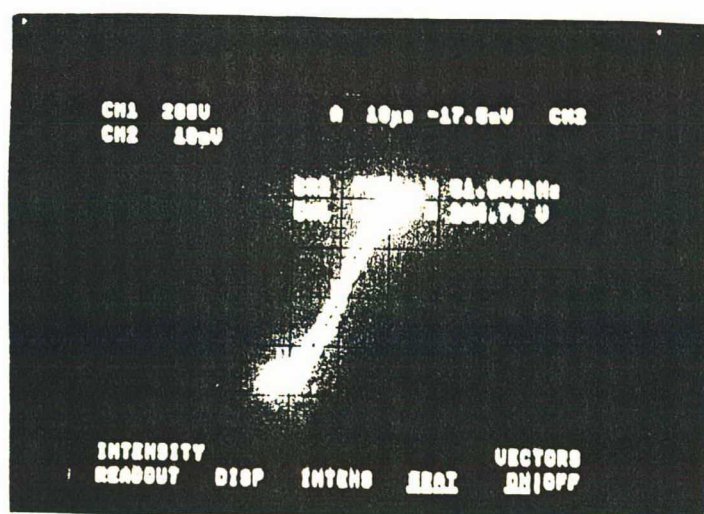


Figura 2.15 : Característica dinâmica das duas lâmpadas.

## 2.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado um novo método de projeto para os componentes do conversor ressonante série-paralelo (LCC). Mostrou-se que este novo método é um poderoso instrumento no cálculo dos componentes ressonantes, sendo que os resultados práticos obtidos confirmam a análise teórica feita.

Foi realizado o estudo analítico do circuito, onde faz-se uma análise tanto em regime permanente quanto em transitório. Como resultado imediato da análise tem-se as equações que descrevem o comportamento do circuito. A análise teórica foi validada inicialmente por simulações e finalmente em forma prática, com dois protótipos construídos em laboratório. O primeiro constituiu-se de um reator para uma lâmpada de 40W e o segundo um reator para duas lâmpadas de 40W conectadas em série.

Embora os protótipos construídos em laboratório foram auto-oscilantes e a análise feita foi para o tipo de frequência imposta, pode-se concluir que as premissas tomadas na análise são válidas para o caso com frequência imposta e auto-oscilante, apenas com a diferença de que a tensão de ignição calculada para o caso frequência imposta seja com valor suficiente para acender a lâmpada. Se esta condição não é cumprida, o circuito ressonante ficará em batimento contínuo. No caso auto-oscilante de qualquer jeito alcançará a ignição, já que sempre auto-oscilará a frequência de ressonância.

## CAPÍTULO 3

### REATOR ELETRÔNICO COM FATOR DE POTÊNCIA QUASE-UNITÁRIO, COMUTAÇÃO SUAVE E FONTE DE TENSÃO DE ENTRADA NÃO CONSTANTE.

#### 3.1- RESUMO

Neste capítulo é apresentado um método simples de obter alto fator de potência de entrada num reator eletrônico.

Ele consiste no fato de substituir o capacitor de filtragem na entrada do estágio ressonante, por um com baixo valor de capacitância.

São também apresentadas experiências com o filtro de entrada denominado "Valley Fill", para reatores de potências acima de 20W, sempre usando o mesmo conceito anteriormente apresentado, isto é, com capacitor de entrada de baixo valor.

Simulações e formas de onda práticas são apresentadas, analisando em forma espectral a corrente de entrada no circuito.

#### 3.2-INTRODUÇÃO

É possível observar na literatura uma crescente preocupação dos pesquisadores em obter retificadores operando com fator de potência unitário [10-13]. Isto é devido aos urgentes requerimentos de eficiência, robustez e redução no EMI (interferência eletromagnética).

Estes estudos fazem-se importantes pela grande popularidade que tem alcançado a lâmpada fluorescente com reator eletrônico e as fontes chaveadas em geral.

As vantagens para o reator eletrônico apresentadas aqui são:

- Solução simples para elevar o fator de potência.
- Seu controle não é complexo; o sistema é auto-oscilante.
- Comutação suave, sem perdas de comutação.
- Elevação da frequência de trabalho da lâmpada portanto aumento da eficiência Lumen/Watt.

- Economia, já que não precisa dos filtros capacitivos de entrada, além de diminuir os valores dos componentes do filtro de entrada para a eliminação de harmônicos indesejáveis.

A desvantagem é :

- O arco da lâmpada se extingue ciclicamente, como consequência temos ainda o efeito estroboscópico.

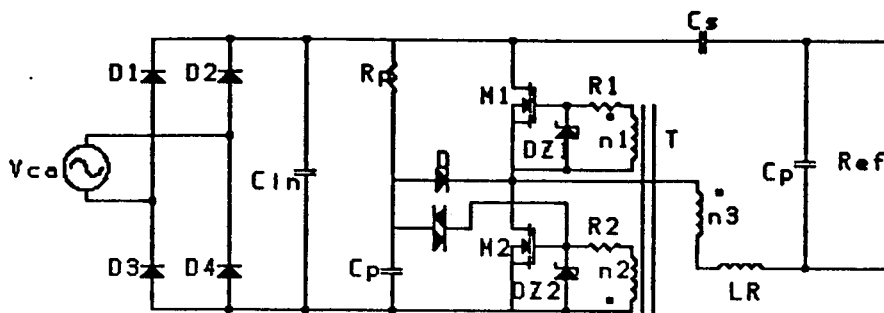
### 3.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO PARA LÂMPADAS DE 20W.

#### 3.3.1 CIRCUITO BÁSICO

Intrinsecamente o circuito é o mesmo do reator eletrônico com baixo fator de potência, isto é um conversor meia ponte não simétrico com um circuito série-paralelo (LCC) ressonante.

A grande diferença em relação ao reator eletrônico original é a mudança de valor da capacitância do barramento CC. Esta será de valor tão grande quanto possível (no reator original) de tal forma a obter-se o mínimo ripple de tensão de entrada.

No caso em questão esta capacitância ( $C_{in}$ ) é a menor possível de modo a não influenciar a tensão de entrada do conversor.



*Figura 3.1 : Circuito básico.*

### 3.3.2 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE SENOIDAL.

Para a análise do circuito parte-se das seguintes suposições:

1.- O circuito é alimentado por uma fonte de tensão que é modulada em amplitude por uma senóide de baixa frequência ( $F=120\text{Hz}$ ) e por uma portadora de alta frequência ( $F_s$ ).

2.- Considera-se o sinal de baixa frequência constante em relação ao sinal de alta frequência.

3.- Os componentes são ideais.

4.- Desconsidera-se qualquer influência harmônica na análise.

5.- A lâmpada é representada por seu modelo resistivo puro.

O circuito a ser analisado é mostrado na Figura 3.2.



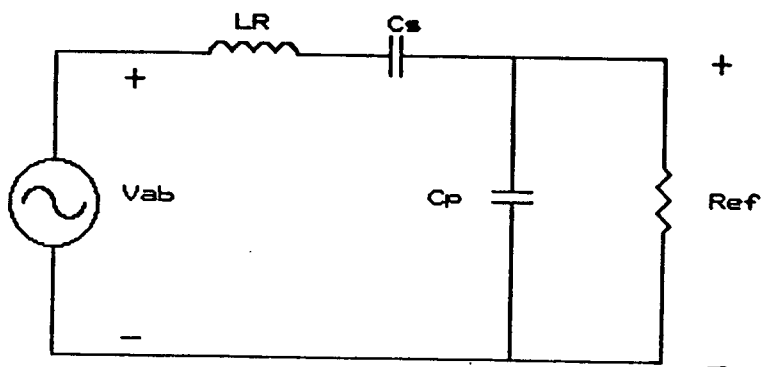


Figura 3.2 : Circuito analisado.

### 3.3.2.1 ANÁLISE

Calculando impedância equivalente:

$$Z_S = j\omega_S L_R + \frac{1}{j\omega_S C_S} = j(\omega_S L_R - \frac{1}{\omega_S C_S}) \quad (3.1)$$

$$Z_P = \frac{\frac{1}{(\omega_S C_P)} \cdot R_{ef}}{\frac{1}{\omega_S C_P} + R_{ef}} = \frac{R_{ef}}{1 + jR_{ef}\omega_S C_P} \quad (3.2)$$

Fazendo divisão de tensão:

$$V_{lamp} = \frac{Z_P \cdot V_{ab}}{Z_P + Z_S} = \frac{V_{ab} \cdot \frac{R_{ef}}{1 + jR_{ef}\omega_S C_P}}{\frac{R_{ef}}{1 + jR_{ef}\omega_S C_P} + j(\omega_S L_R - \frac{1}{\omega_S C_S})} \quad (3.3)$$

Onde:

$$V_{ab} = \underbrace{(V_p/2) \text{ABS}(\text{SEN}(wt)) \cdot \text{SEN}(w_s t)}_{\text{constante}}$$

Com :  $w_s \gg w$

$L_R$  = Indutor ressonante

$C_s$  = Capacitor série

$C_p$  = Capacitor paralelo

Obtendo o ganho:

$$\frac{V_{\text{lamp}}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} + j(w_s L_R - \frac{1}{w_s C_s}) R_{ef} w_s + j(w_s - \frac{1}{w_s C_s})} \quad (3.4)$$

Ordenando:

$$\frac{V_{\text{lamp}}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} - (w_s L_R - \frac{1}{w_s C_s}) R_{ef} w_s + j(w_s L_R - \frac{1}{w_s C_s})} \quad (3.5)$$

Definindo como frequência natural do circuito série:

$$w_{os} = \frac{1}{(L_R \cdot C_s)^{1/2}} \quad (3.6)$$

e obtendo a frequência em forma normalizada:

$$w_n = w_s / w_{os}$$

Sustituindo:

$$\frac{V_{\text{lamp}}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} + (\frac{1 - w_s^2 L_R C_s}{C_s}) R_{ef} C_p + j(\frac{w_s^2 L_R C_s - 1}{w_s C_s})} \quad (3.7)$$

ordenando:

$$\frac{V_{lamp}}{V_{ab}} = \frac{R_{ef}}{R_{ef} + (1 - (w_s/w_{os})^2)R_{ef}(C_p/C_s) + j \frac{1}{w_s C_s} \cdot ((w_s/w_{os})^2 - 1)} \quad (3.8)$$

Então, obtemos a tensão de operação da lâmpada:

$$V_{lamp} = \frac{R_{ef}(V_p/2) \text{ABS}(\text{SEN}(wt)) \text{SEN}(wst + fi)}{((R_{ef} + (1 - w_n^2)R_{ef}(C_p/C_s))^2 + (-1/(w_s C_s)(w_n^2 - 1))^2)^{1/2}} \quad (3.9)$$

Onde:

$$FI = \text{Tan}^{-1} \left[ \frac{-1/(w_s C_s)(w_n^2 - 1)}{R_{ef} + (1 - w_n^2)R_{ef}(C_p/C_s)} \right] \quad (3.10)$$

Tendo a tensão de operação, obtem-se corrente de operação da lâmpada:

$$I_{lamp} = \frac{V_{lamp}}{R_{ef}} \quad (3.11)$$

A corrente no capacitor paralelo:

$$I_{cp} = jV_{lamp}w_s C_p \quad (3.12)$$

E a corrente no capacitor série:

$$I_{cs} = I_{lamp} + I_{cp} \quad (3.13)$$

Das equações (3.9) e (3.11), dados:

$$L_R = 1060 \mu H$$

$$C_p = 10 \mu F$$

$$C_s = 68 \mu F$$

$$F_s = 50 \text{ KHz}$$

$$R_{ef} = 353,125 \text{ ohms}$$

$$P_{lamp} = 40 \text{ W}$$

Foram obtidas as seguintes curvas:

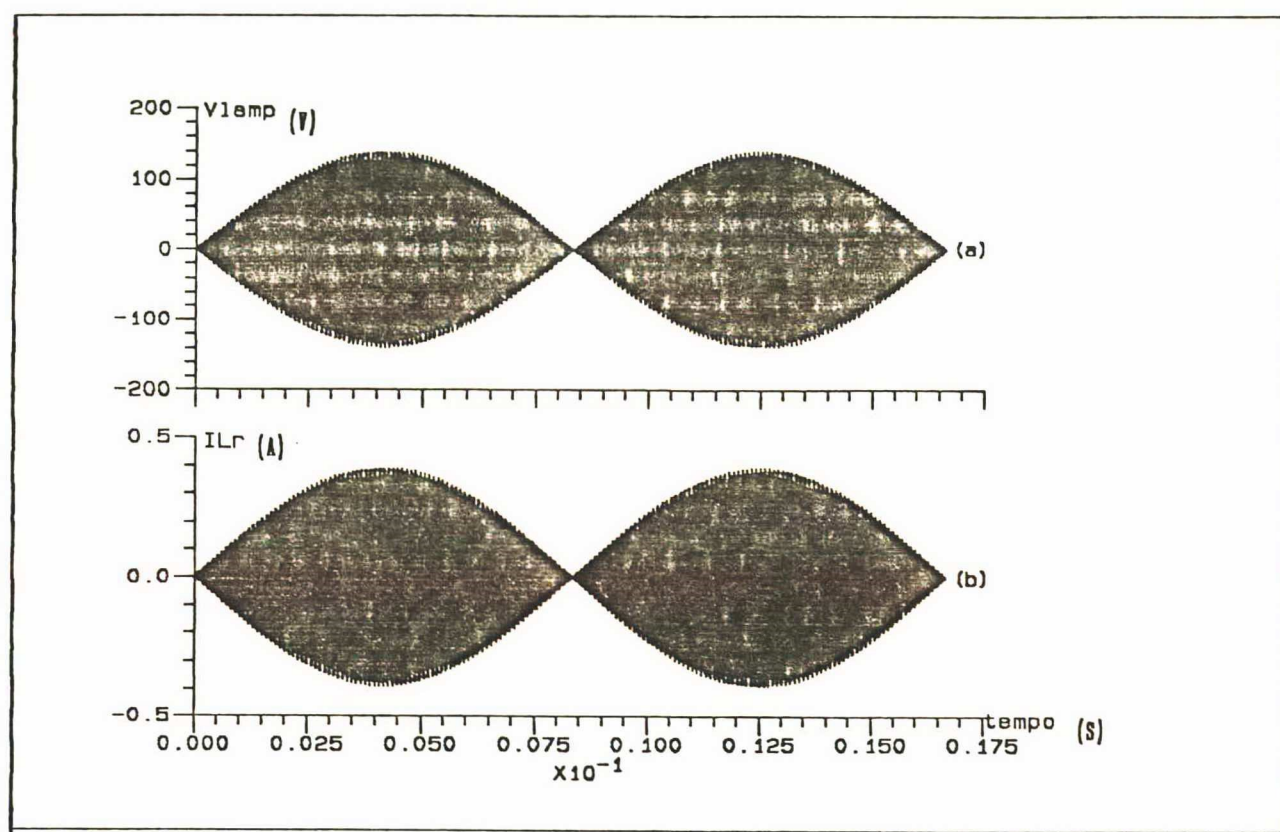


Figura 3.3 : a) Tensão na lâmpada, b) Corrente na lâmpada.

### 3.3.3.- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA.

O sistema é dividido em estágio de entrada e estágio ressonante.

A explicação do estágio ressonante não será incluída por já ter sido exposta no capítulo 2.

O estágio de entrada, visto na figura 3.4, é composto pela ponte de diodos, que retifica a tensão de rede, e o capacitor de entrada  $C_{in}$ , o qual deve ter valor tão pequeno quanto possível, de modo a não interferir na forma de onda da tensão de entrada, seguindo o mesmo princípio do transformador eletrônico proposto neste mesmo trabalho[15].

Um capacitor mínimo no barramento CC faz-se necessário devido à ponte de diodos ser unidirecional em corrente, e o circuito ressonante ter um estágio no qual realimenta-se corrente para a fonte de alimentação. Sem o capacitor de entrada esta não teria caminho por onde circular, produzindo severas sobretensões nas chaves.

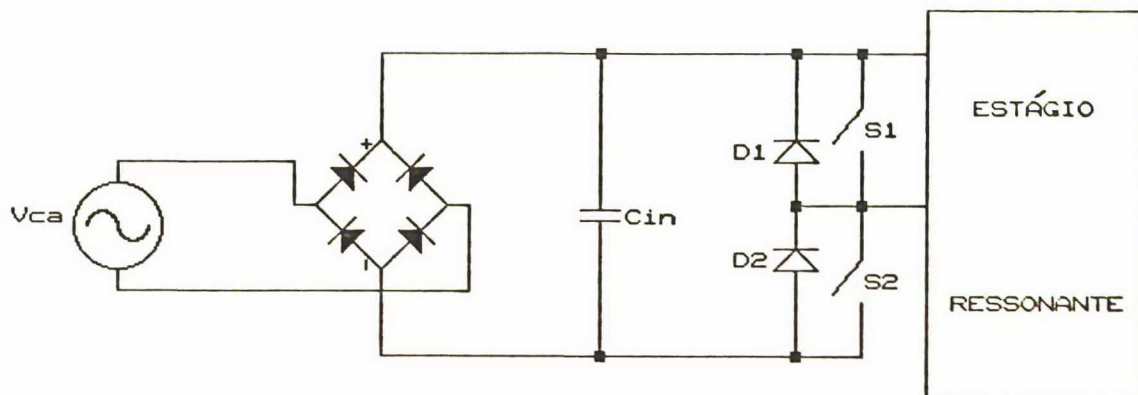


Figura 3.4 : Estágio de entrada.

O baixo valor deste capacitor permite que:

1.- A forma de onda da tensão de entrada ao circuito ressonante seja senoidal retificada.

2.- O fator de deslocamento entre as componentes fundamentais de tensão e corrente de entrada neste estágio seja pequeno. (Figura 3.5)

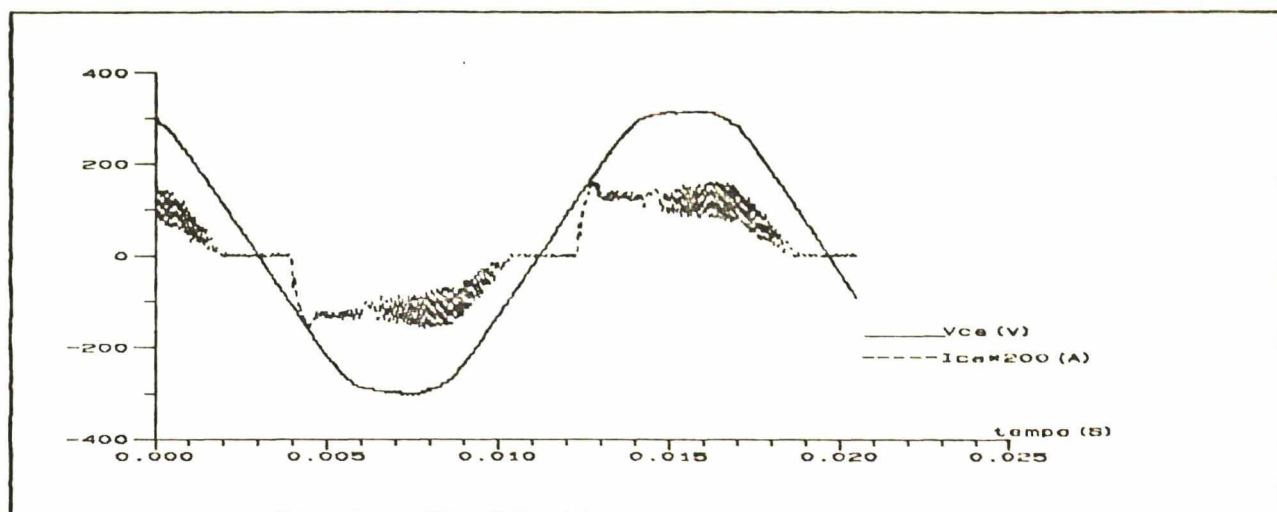


Figura 3.5 : Tensão ( $V_{ca}$ ) e corrente ( $I_{ca}$ ) de entrada do reator proposto.

#### 3.3.4.- PROTÓTIPO EXPERIMENTAL E SIMULAÇÕES.

##### A.- SIMULAÇÕES

Embora, no circuito aqui apresentado, os valores dos componentes não tenham sido calculados, eles foram obtidos adaptando-se o reator eletrônico calculado para duas lâmpadas de 40W, para um com duas de 20W. Isto é válido devido à diminuição da tensão de entrada a quase metade.

É possível calcular seus valores, utilizando as mesmas equações do reator com entrada de tensão constante, portanto só substituindo o valor de tensão contínua de entrada "E", pelo valor médio obtido na saída da ponte, o qual é dado por:

$$V_{med} = (2 \cdot V_p) / \pi \quad (3.14)$$

Este valor é aproximadamente 200V, e os dados restantes são idênticos ao reator com entrada de tensão constante.

As figuras 3.6a e 3.6b mostram as simulações obtidas com os seguintes valores de componentes:

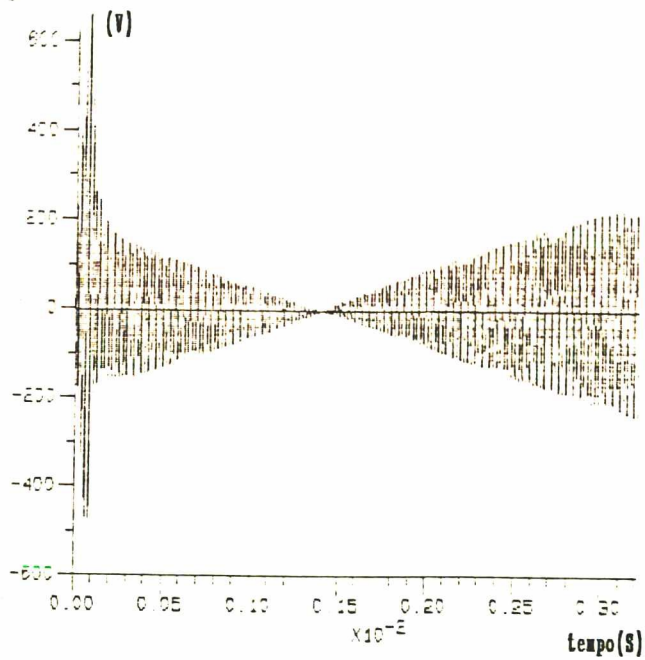
$$C_s = 68nF$$

$$V_{ig} = 600V$$

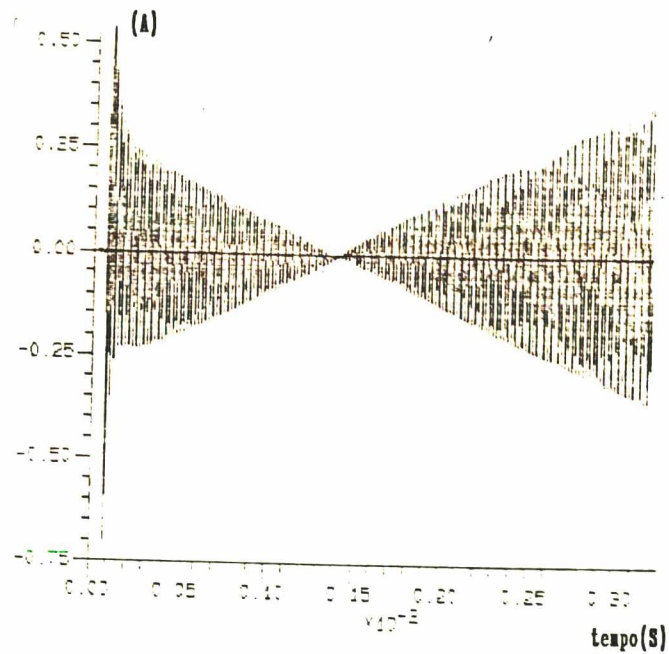
$$C_p = 10\text{nF}$$

$$L_R = 1060\mu\text{H}$$

$$F = 50\text{KHz}_S$$



(a)



(b)

Figura 3.6 : a) Tensão na lâmpada no transitório de partida.  
b) Corrente na lâmpada para o transitório de partida .

## B.- RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo testado foi um reator que alimenta duas lâmpadas de 20W ligadas em série.

Os parâmetros são os seguintes:

- Tensão de rede  $V_{ca} = 220\text{V}_{\text{rms}}$
- Potência das lâmpadas  $P = 2 \times 20\text{W}$
- Frequência da rede  $f = 60\text{Hz}$



Os valores dos componentes do protótipo montado são:

$L_R = 1060 \mu H$       núcleo E30/7 Thornton  
 $N = 100$  esp. 3xAWG-26  
Entreferro = 1mm.

$C_s = 68 nF / 250V$

$C_p = 10 nF / 1,6KV$

$L_F = 350 \mu H$

M1, M2: Mosfets IRF740 da International Rectifier.

As formas de onda experimentais são mostradas nas figuras 3.7 e 3.8.

A figura 3.7 mostra as formas de onda de corrente e tensão da rede, podendo-se observar que elas se encontram quase em fase, sendo o ângulo de defasagem entre as fundamentais de tensão e corrente de entrada igual 5,7 graus, calculando-se um fator de potência de aproximadamente 0,95.

O fator de potência não é maior simplesmente devido à distorção da corrente de entrada, produto da extinção cíclica da corrente de arco da lâmpada.

Pode-se observar das figura 3.8 e figura 3.7 que a lâmpada se apaga nos momentos em que a tensão de rede passa por zero. A lâmpada novamente acende quando a tensão de entrada tem valor suficiente para que o circuito de partida acione o Mosfet correspondente, neste caso  $V_{in} > 32V$ , que é a tensão de disparo do Diac no ramo de partida.



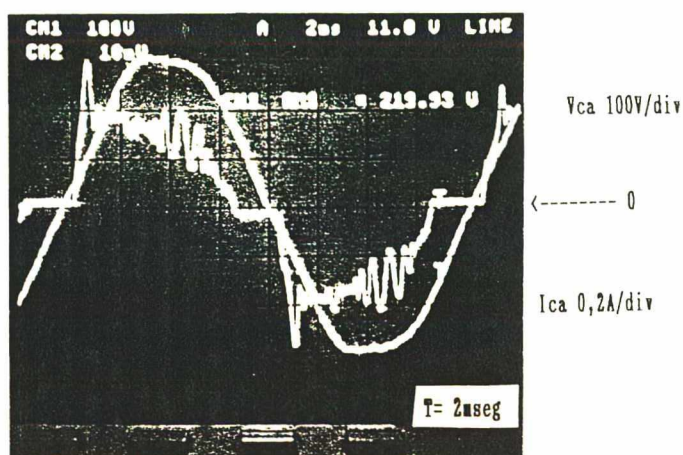


Figura 3.7 : Tensão e corrente de entrada.

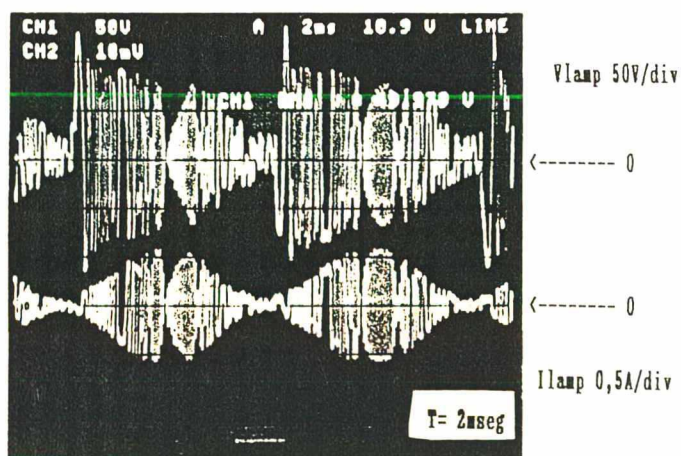
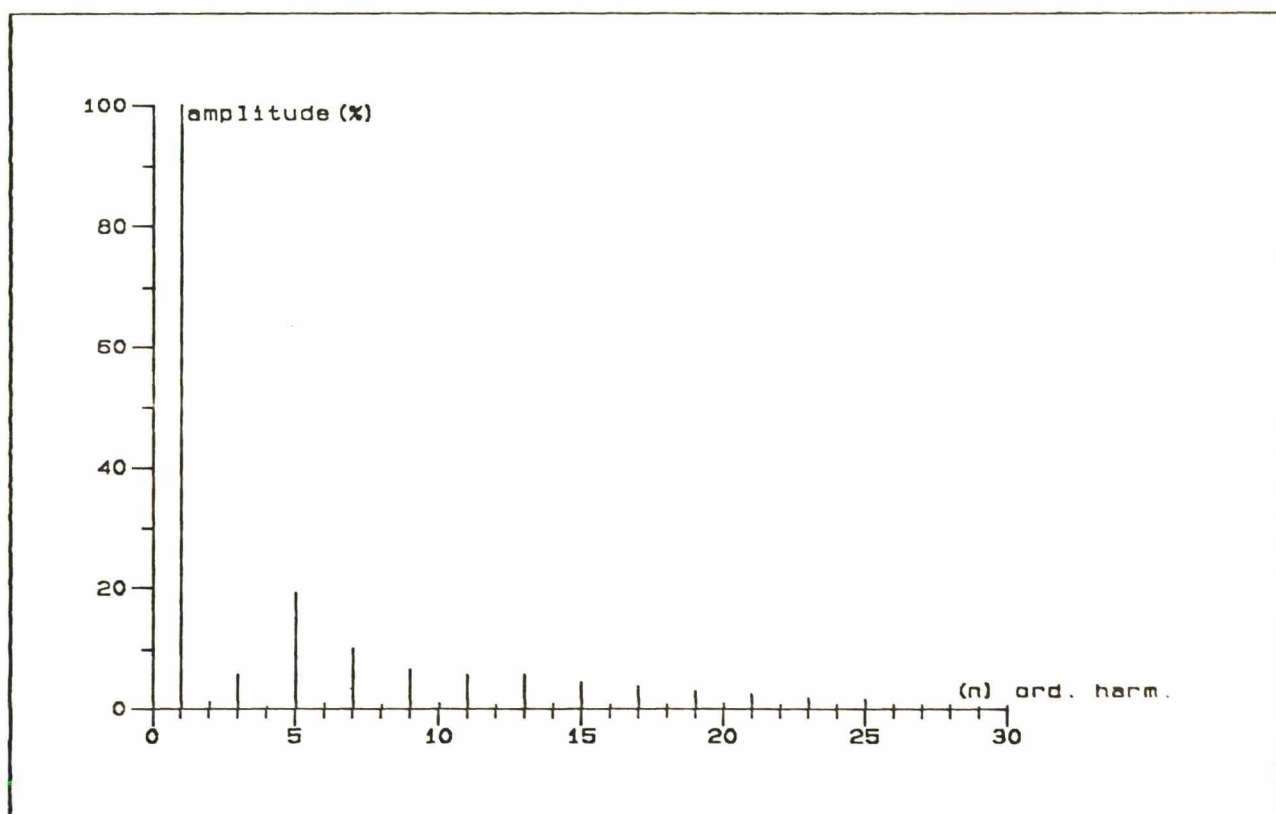


Figura 3.8 : Tensão e corrente na lâmpada.

Dos pontos obtidos na aquisição da corrente de rede foi feita a análise harmônica [22], mostrada na figura 3.9. A taxa de distorção harmônica (TDH) foi de 30%.

Observa-se que as harmônicas de ordem ímpar, são as que

mais influenciam na distorção, sendo a quinta harmônica a de maior amplitude alcançando um 19%.



*Figura 3.9 : Espectro harmônico para a corrente de entrada ao reator eletrônico.*

### 3.4 CIRCUITO UTILIZANDO O FILTRO VALLEY-FILL PARA DUAS LÂMPADAS DE 40W

Devido ao fato de que não foi possível obter a potência suficiente para alimentar duas lâmpadas de 40W com o filtro com um só capacitor de baixo valor na entrada, utilizou-se o filtro mostrado na figura 3.10, denominado "Valley-Fill"[16]. Além disso, este filtro permite diminuir o efeito estroboscópico, já que é diminuído o ripple da tensão de entrada, sem afetar o fator de potência.

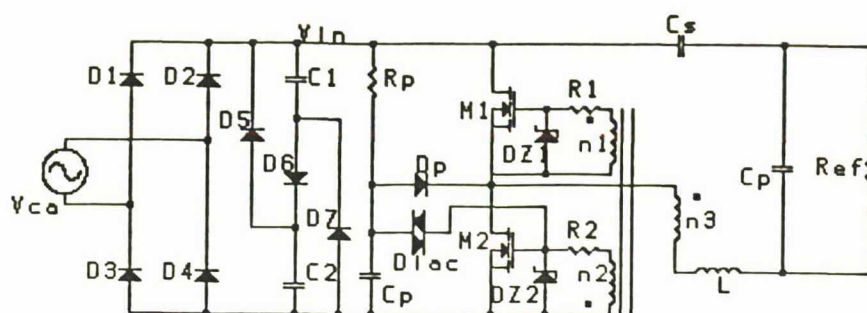


Figura 3.10 : Circuito utilizando filtro Valley-Fill.

### 3.4.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO FILTRO VALLEY-FILL.

As etapas de funcionamento são descritas a seguir, e as correspondentes seqüências de funcionamento e formas de onda são apresentadas na figura 3.12.

#### a) Primeira etapa: ( $t_0-t_1$ )

Nesta etapa a tensão da rede é menor que  $V_p/2$ , que é a tensão de pré-carga dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , fazendo conduzir os diodos  $D_5$  e  $D_7$ , ficando  $C_1$  e  $C_2$  em paralelo somando-se suas capacitâncias. Neste período  $V_{in}$  vai ser igual à tensão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

#### b) Segunda etapa: ( $t_1-t_2$ )

A tensão da rede alcança o valor  $V_p/2 - DV_{Ceq}$  (onde  $DV_{Ceq}$  é a queda de tensão devida à descarga do capacitor equivalente  $C_1 + C_2$ ) bloqueando  $D_5$  e  $D_7$ . O diodo  $D_6$  ainda fica polarizado inversamente, logo ele continua bloqueado. Neste período,  $V_{in}$  vai ser igual à tensão da rede.

c) Terceira etapa:  $(t_2 - t_3)$

Nesta etapa começa a conduzir  $D_6$ , devido à tensão da rede alcançar o valor  $V_p - DV_{Ceq}$  polarizando-o diretamente. Neste período  $V_{in}$  continua sendo igual à tensão da rede e  $C_1$  e  $C_2$  começam a carregar-se novamente. Os diodos  $D_5$  e  $D_7$  continuam bloqueados.

d) Quarta etapa:  $(t_3 - t_4)$

No instante  $t_3$  a tensão de rede alcança o valor de pico carregando  $C_1$  e  $C_2$  com  $V_{pico}/2$ . No momento em que a tensão de rede é menor que  $V_{pico}$  o diodo  $D_6$  é bloqueado.

Como a tensão da rede ainda é maior do que a tensão dos capacitores,  $D_5$  e  $D_7$  continuam bloqueados. Neste intervalo de tempo,  $V_{in}$  é ainda igual à tensão da rede.

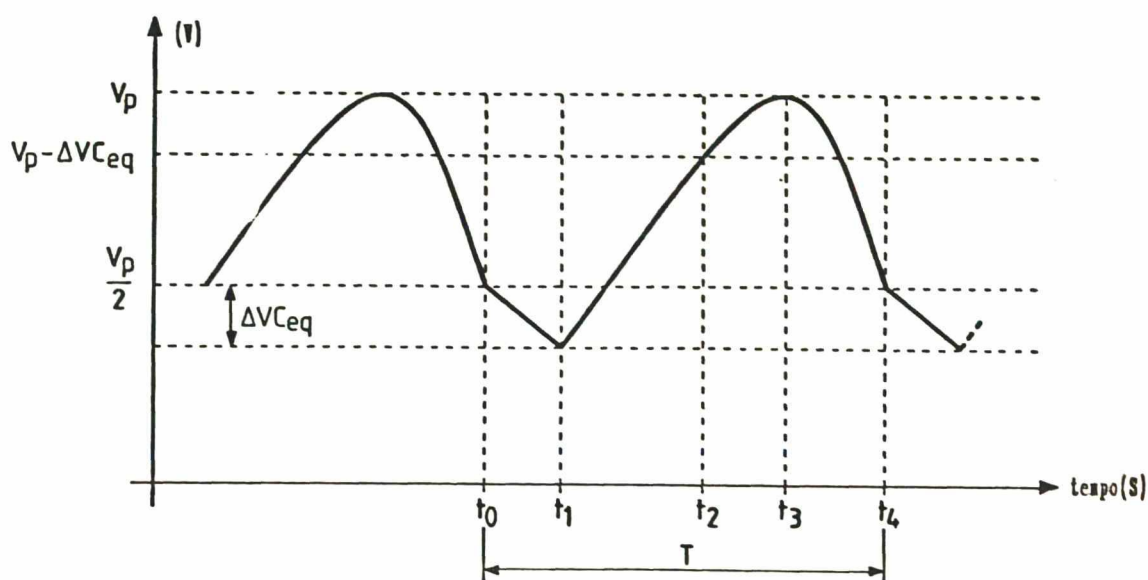


Figura 3.11 : Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) não constante.



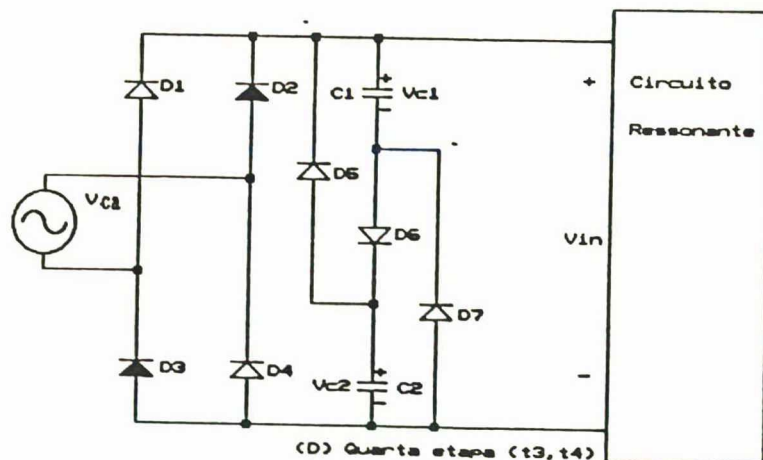
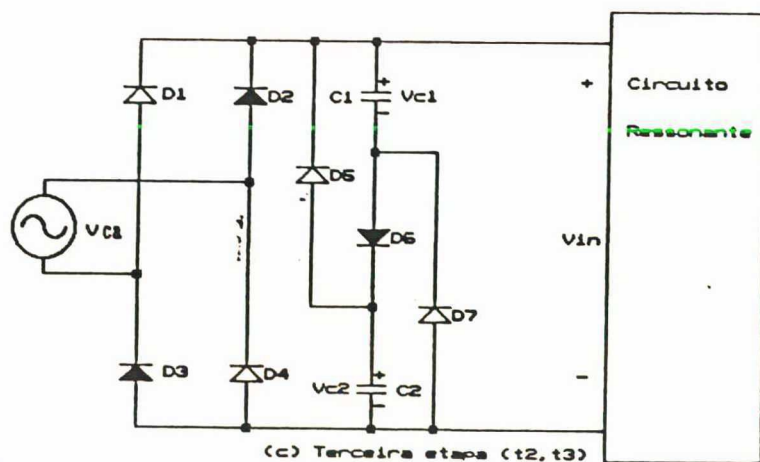
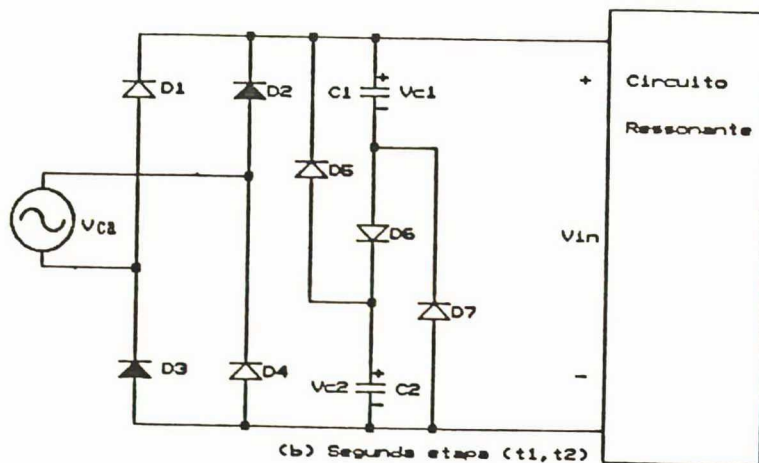
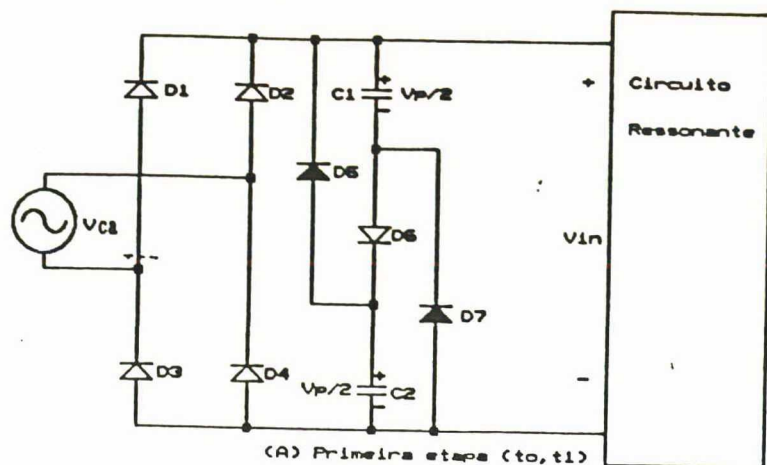


Figura 3.12 : Etapas de funcionamento do filtro Valley-Fill.

## 4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

As figuras a seguir mostram as principais formas de onda do reator implementado. Os capacitores de entrada tem uma capacitância de  $1.5\mu\text{F}$  e os diodos utilizados para o filtro são rápidos, devido ao estágio de realimentação de corrente próprio do circuito ressonante já explicado no capítulo 2. Foi utilizado um pequeno filtro de entrada para filtrar as componentes de alta frequência do reator. A indutância ( $L_F$ ) tem um valor de  $350\mu\text{H}$  e o capacitor ( $C_F$ ) é de  $0,1\mu\text{F}/250\text{ V}_{\text{rms}}$ .

Mostra-se a aquisição da tensão de rede em relação à corrente de entrada, e também a tensão e corrente na lâmpada.

Faz-se também uma análise harmônica da corrente de entrada (Figura 3.14) obtendo-se uma TDH=36%, portanto o que fornece um fator de potência igual a 0,92422.

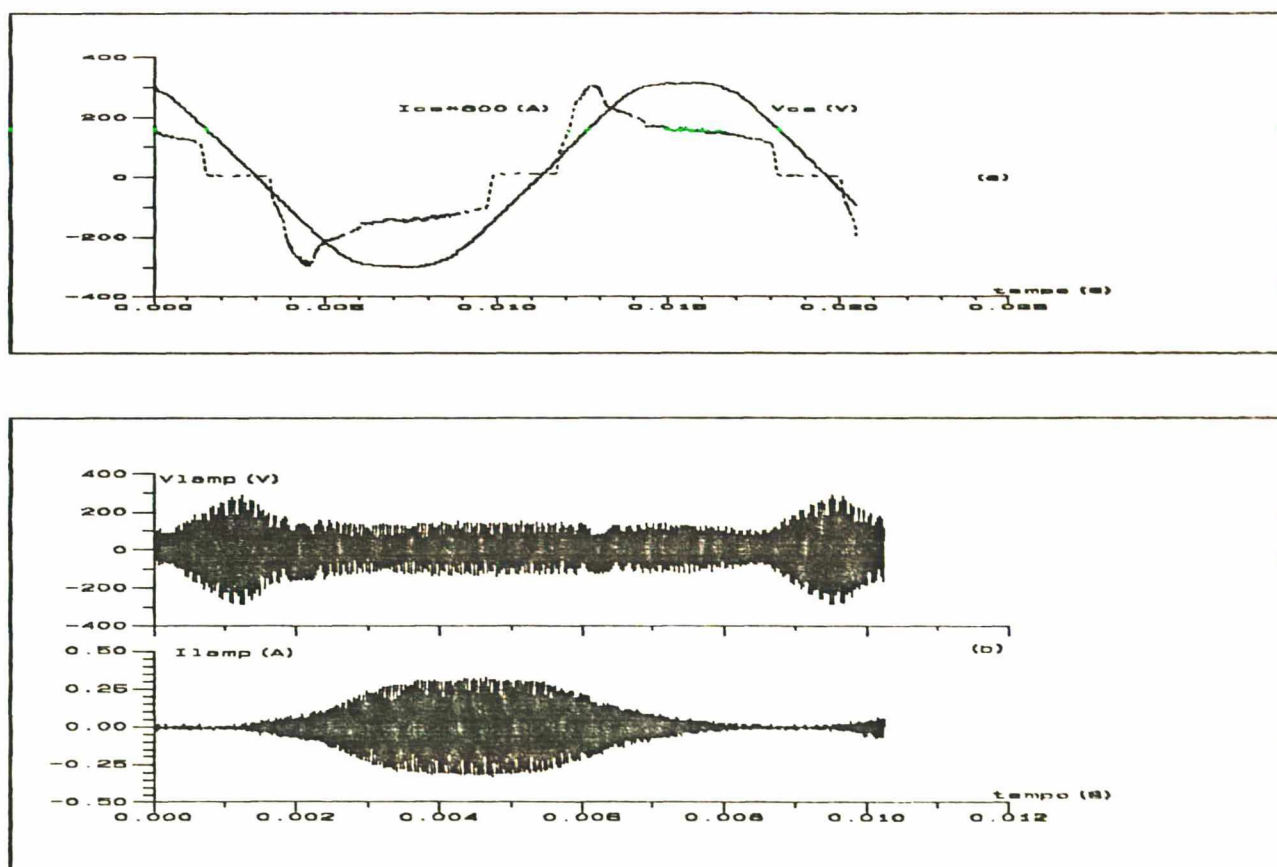
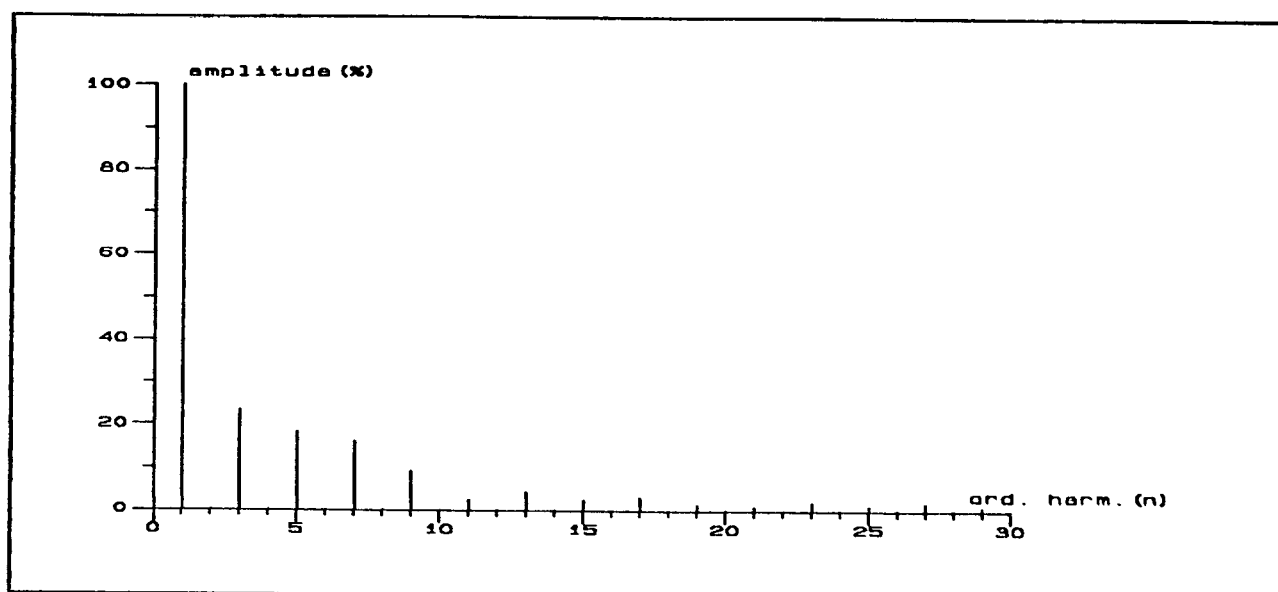


Figura 3.13 : a) Tensão e corrente de linha. b) Tensão e corrente na lâmpada.



*Figura 3.14 : Análise Harmônica da corrente de entrada no reator com filtro "Valley Fill".*

Na análise harmônica mostrada na figura 3.14 utilizou-se um filtro LC de entrada, onde os parâmetros são:  $C_f = 0,1 \mu F / 250V_{rms}$  e  $L_f = 350 \mu F$ .

### 3.5.- CONCLUSÕES

As conclusões que podem ser tiradas são:

1.-Dois tipos de reatores eletrônicos de alta frequência, alta performance e alto fator de potência de entrada foram apresentados.

2.-Demonstra-se através da experimentação uma maneira simples de elevar o fator de potência de entrada (diminuindo ao máximo o valor do capacitor do barramento CC).

3.- O capacitor de entrada terá um valor mínimo, abaixo do qual o reator não auto-oscilará.

4.-Ao diminuir o valor do capacitor do barramento CC, e pelo fato de elevar o fator de potência acima de 0,9, o reator será muito mais econômico.

5.-A desvantagem observada é, sem dúvida, o fato da extinção cíclica do arco da lâmpada, fazendo com que persista o

efeito estroboscópico das lâmpadas com reatores convencionais.

6.-Embora o circuito utilize duas chaves, elas comutarão de maneira suave e sem stress adicional, seja de tensão ou corrente.

7.-Os resultados experimentais com filtro Valley-Fill no reator eletrônico são apresentados, constatando-se a eficiência da análise teórica realizada.

8.-Demostrou-se a existência do efeito estroboscópico para este filtro, embora reduzido com respeito ao convencional. Isto é devido ao grande ripple da tensão de entrada, mostrando a grande influência desta na luminosidade.

9.- Com respeito ao aspecto construtivo, observou-se a grande compactação alcançada pelos reatores.



## CAPÍTULO 4

### REATOR ELETRÔNICO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO E SEM EFEITO ESTROBOSCÓPICO.

#### 4.1 RESUMO

Este capítulo apresenta o reator eletrônico sem efeito estroboscópico e com fator de potência unitário.

É descrito o seu funcionamento e são dadas suas equações de projeto, verificando-se através de diversas simulações e em forma experimental, num protótipo para duas lâmpadas de 40W, os resultados da aplicação da técnica utilizada.

#### 4.2 INTRODUÇÃO

Resumindo-se os estudos realizados até este ponto, pode-se verificar no capítulo 3, a obtenção de fator de potência quase unitário, mas, para obter este apreciado benefício, pagou-se o preço de deixar o efeito estroboscópico na lâmpada, prejudicando a performance desta.

No capítulo 2, observou-se a situação inversa do que foi dito anteriormente, tendo um reator sem efeito estroboscópico mas com um fator de potência igual a 0,65.

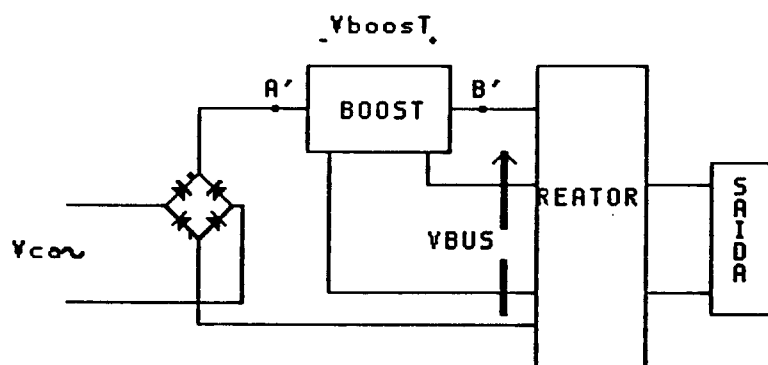
Neste capítulo integra-se as duas qualidades tão procuradas num só reator, para duas lâmpadas de 40W.

Explica-se o funcionamento e as equações de projeto do mesmo, comprovando-se seu bom funcionamento em forma teórica através de simulações e em forma experimental mostrando-se os resultados com fotografias e aquisições feitas por osciloscópio digital.

### 4.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO BOOST PROPOSTO.

O fator de potência unitário de entrada é obtido através de um conversor tipo Boost inserido entre a ponte retificadora e o estágio de potência do reator eletrônico.

A figura 4.1 mostra o esquema do reator proposto, que é baseado na referência [17], mas simplificado, já que ele não utiliza conversores ressonantes para a obtenção do ganho na saída do conversor Boost.



*Figura 4.1 : Esquema do reator eletrônico com fator de potência unitário e sem efeito estroboscópico.*

O conversor Boost mencionado atua de forma totalmente independente, com respeito ao estágio de potência do reator, não interferindo no bom funcionamento deste.

#### 4.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.

Observando-se as figuras a seguir pode-se concluir que para uma tensão senoidal retificada de entrada num lado, uma tensão de barramento constante no outro e uma corrente de entrada em fase, a resistência Thévenin vista entre os pontos A' e B' ( $R_{Boost}$ ) variará de forma hiperbólica.

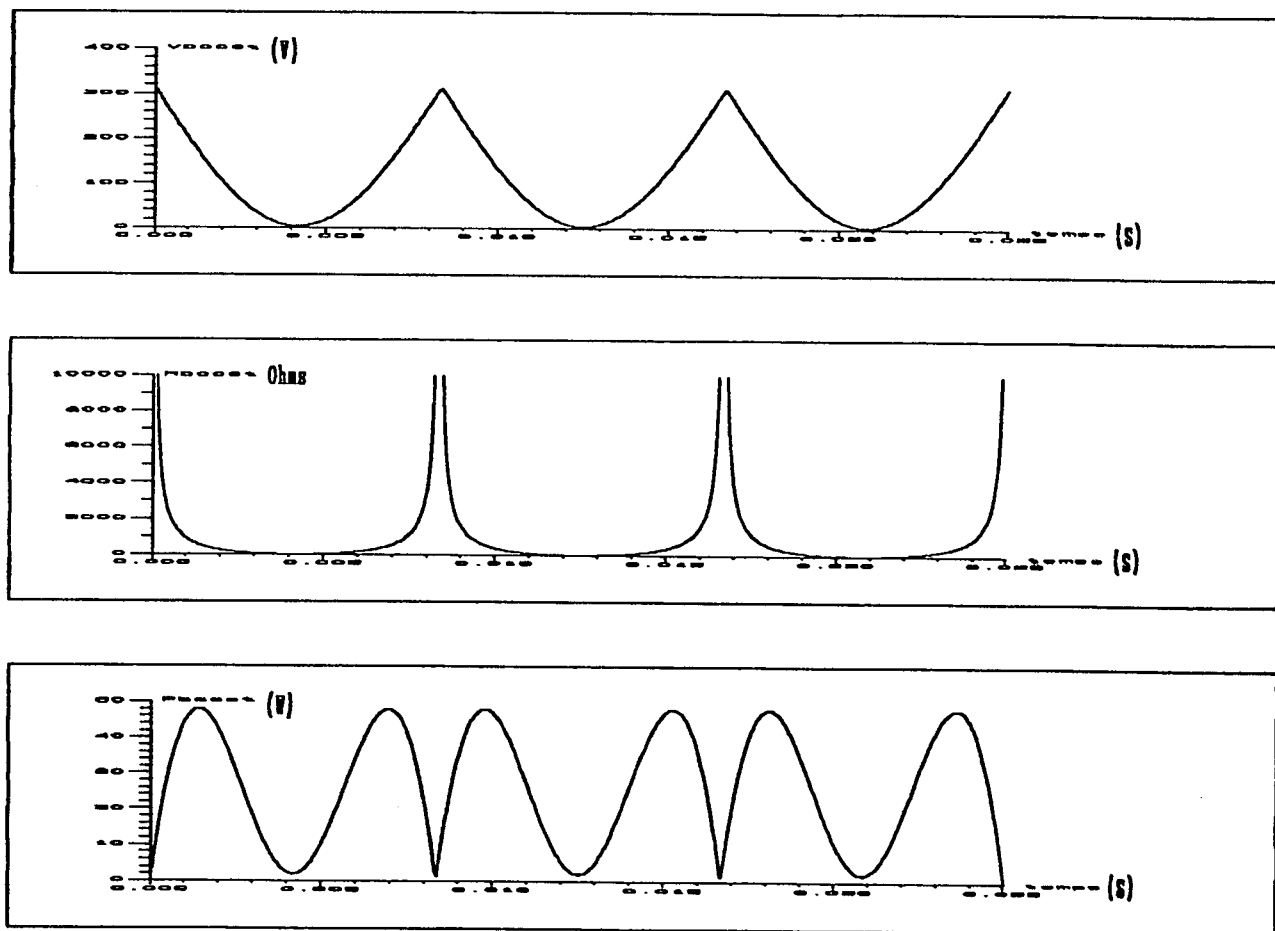


Figura 4.2 : Formas de onda do conversor Boost para  $V_{BUS}/V_p=1$ .

O anteriormente dito pode ser realizado com a conexão de uma fonte boost que é formada por uma ponte retificadora, à qual é conectada em seu lado CA, com uma fonte de corrente de alta frequência. O circuito proposto é mostrado na figura 4.3a.

A potência processada pelo circuito Boost em geral é menor que a potência entregue ao circuito ressonante mais lâmpada fluorescente. Esta potência "Boost" dependerá diretamente da relação entre a tensão de barramento CC ( $V_{bus}$ ) e

a tensão de pico de entrada ( $V_p$ ).

A expressão da potência Boost processada, dada em valores relativos, tomando como base a potência total de entrada, é dada por (4.1) e graficada na figura 4.3b.

$$P_{\text{boost}}(\text{pu}) = (4/\pi) \cdot (V_{\text{bus}}/V_p) - 1 \quad (4.1)$$

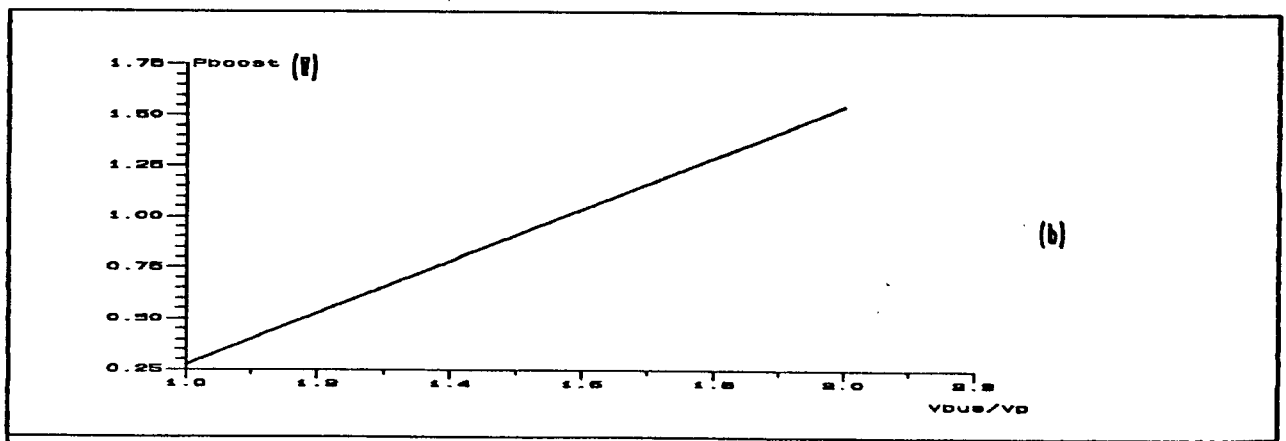
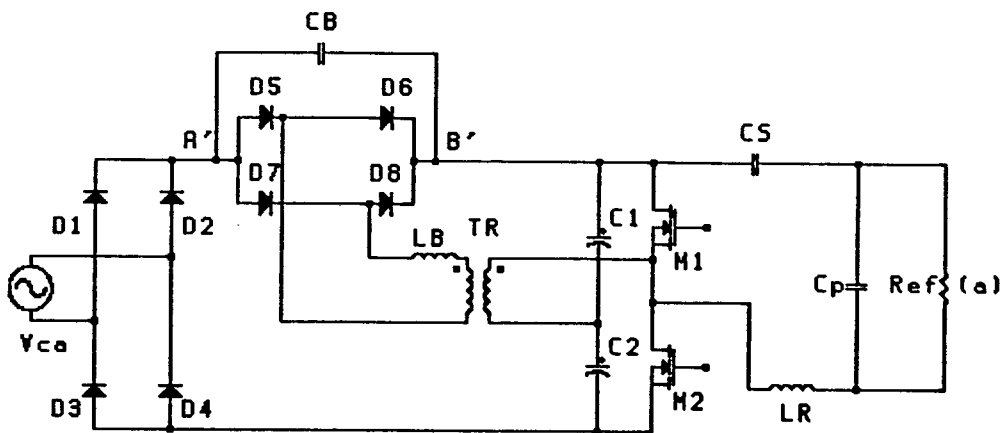
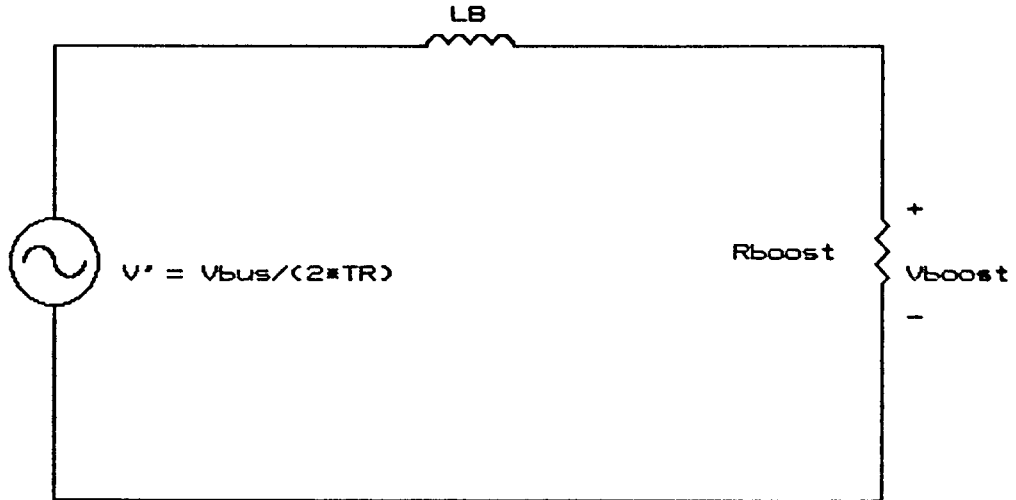


Figura 4.3 : a) Reator eletrônico proposto b) Potência processada pelo circuito Boost em função da relação  $V_{\text{bus}}/V_p$ .

#### 4.5 ANÁLISE EM REGIME SENOIDAL DA FONTE BOOST.

Na presente análise faz-se a consideração de que  $\omega_s \gg \omega$ , onde  $\omega$  é a frequência de rede e  $\omega_s$  é a frequência de comutação. O circuito equivalente a ser analisado é mostrado na figura 4.4.



*Figura 4.4 : Modelo analisado*

Para a análise a resistência Boost é dada por:

$$R_{boost} = \frac{V_{boost}}{ABS(I_{ca})} = \frac{V_{BUS} - ABS(V_p \cdot SEN\omega t)}{ABS(I_p \cdot SEN\omega t)} = \frac{V_{BUS}}{ABS(I_p \cdot SEN\omega t)} - ABS(V_p / I_p) \quad (4.2)$$

Tem-se então que:

$$R_{boost} = \frac{V_p}{I_p} \left[ \frac{K}{SEN\omega t} - 1 \right] \quad (4.3)$$

Onde:  $K = V_{BUS} / V_p$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  = frequência da rede.

Do circuito equivalente e analisando para regime senoidal, na freqüência da tensão  $V'$ , que é a freqüência de chaveamento ( $\omega_s$ ), temos que:

$$i_L(\omega_s) = \frac{V'}{R_{\text{boost}} + j\omega_s L_b} \quad (4.4)$$

Onde sua magnitude e fase são dadas por:

$$i_L(t) = \frac{(V/TR) \cdot \text{SEN}(\omega_s t + \Phi)}{((V_p^2/I_p^2) \times (K/\text{SEN}\omega t - 1)^2 + (\omega_s L_b)^2)^{1/2}}, \quad (4.5)$$

com  $\omega_s \gg \omega$

e TR = Relação de transformação do transformador Boost.

$$\Phi = \text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\omega_s L_b}{(V_p/I_p)(K/\text{SEN}(\omega t) - 1)} \right] \quad (4.6)$$

#### 4.6 PARÂMETROS PARA PROJETO

Supondo para o desenvolvimento das equações de projeto condições de fator de potência unitário, a potência de entrada total ao sistema é :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot V_p \cdot I_p \quad (4.7)$$

Onde  $V_p$  é a tensão de entrada de pico e  $I_p$  é a corrente de entrada de pico, tendo que para potência de carga nominal,  $P_o$ , e uma certa eficiência  $n$  :

$$P_o = n \cdot P_T \quad (4.8)$$

Dados  $V_p$ ,  $P_o$  e estimando um valor para  $n$ , tem-se:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{n \cdot V_p} \quad (4.9)$$

Para uma tensão de pico ( $V_p$ ) da rede e especificando um valor para  $K = V_{BUS}/V_p$ , temos o valor da tensão de barramento  $V_{BUS}$ . Supondo a mesma constante, neste caso, este valor é estimado como sendo igual a 1, que será o valor onde o circuito boost processará a mínima potência sem distorcer a corrente de entrada.

Para  $K$  menores que 1, a corrente de entrada tenderá a ter forma de pulso, diminuindo o fator de potência e para  $K$  maiores que 1, a potência a ser processada aumentará e com isso aumentarão as perdas neste estágio.

A diferença de tensão entre  $V_{BUS}$  e  $ABS(V_{CA})$  nos dará a tensão instantânea Boost.

$$V_{boost}(wt) = V_{BUS} - ABS(V_{CA}(wt)) \quad (4.10)$$

e

$$R_{boost}(wt) = \frac{V_{boost}(wt)}{ABS(I_p \cdot SENwt)} \quad (4.11)$$

Ademais, do circuito equivalente mostrado na figura 4.4 temos que:

$$V_{\text{boost}}(wt) = \frac{R_{\text{boost}}(wt) \cdot V_{\text{BUS}}}{2 \cdot TR \cdot (j\omega_s t + R_{\text{boost}}(wt))} \quad (4.12)$$

ou

$$G_T = \frac{V_{\text{boost}}(wt)}{V_{\text{BUS}}} = \frac{R_{\text{boost}}(wt)}{2 \cdot TR \cdot (R_{\text{boost}}^2 + (\omega_s L_B)^2)^{1/2}} \quad (4.13)$$

Com  $\omega_s \gg \omega$

Definindo  $G_T$  como o ganho total do circuito Boost e incluindo o ganho do transformador, da análise anteriormente descrita podemos obter o valor do indutor, dado por:

$$L_b = \frac{R_{\text{boost}}(wt)}{\omega_s} \cdot (1/(2 \cdot TR \cdot G_T)^2 - 1)^{1/2} \quad (4.14)$$

Onde  $2 \cdot TR \cdot G_T = G_i =$  Ganho do circuito indutivo.

Também  $G_T$  é dado por:

$$G_T = (1 - (1/K) \cdot \text{SEN}(wt)) = V_{\text{boost}}/V_{\text{BUS}} \quad (4.15)$$

Com  $K = V_{\text{BUS}}/V_p$

#### 4.7 PROJETO DO ESTÁGIO BOOST

##### 4.7.1 Cálculos dos parâmetros do estágio

Tendo os seguintes dados da estrutura a projetar:

$K=1$ , então  $V_{\text{BUS}}=V_p=310\text{V}$ ,  $P_o=80\text{W}$ ,  $n=0,85$ ,  $TR=0,6$  e  $F_s=70\text{kHz}$ .

Calculando:



$$I_p = \frac{2 \cdot P_o}{n \cdot V_p} = \frac{2 \cdot 80}{0,85 \cdot 310} = 0,60721A$$

Calculando para um  $\omega t = 30^\circ$

$$V_{boost}(30) = 310 - 155 = 155V$$

Logo:

$$G_T = \frac{155}{310} = 0,5 \quad , \quad \text{então } G_i = 2 \cdot 0,6 \cdot G_T = 0,6$$

$$R_{boost}(30) = \frac{V_{boost}(30)}{I_{ca}(30)} = \frac{155}{0,3036} = 510,5 \text{ Ohms}$$

Então:

$$L_b = \frac{510,5}{\omega_s} \cdot (1/G_i^2 - 1)^{1/2}$$

$$\text{Onde } \omega_s = 439,8229715 \times 10^3 \text{ rad/seg}$$

Sendo:

$$L_b = 1,546mH.$$

Os parâmetros para o circuito ressonante série-paralelo, para uma frequência de trabalho de 70KHz são :

$$C_p = 7,5nF \quad C_s = 100nF \quad \text{e } L_R = 1,2mH$$

Podendo seus valores ser alterados posteriormente na prática.

Com os dados calculados anteriormente foram feitas varias

simulações, uma das quais é mostrada na figura 4.5. As formas de onda mostradas na figura são: tensão de entrada retificada, tensão entre os pontos A' e B' ( $V_{Boost}$ ), tensão no barramento CC ( $V_{Bus}$ ), corrente no indutor Boost, corrente de rede ( $I_{Ca}$ ) e por último a corrente numa das chaves ( $I_{M1}$ ). Da última forma de onda observa-se que nas chaves circula a soma das correntes de carga e do indutor Boost.

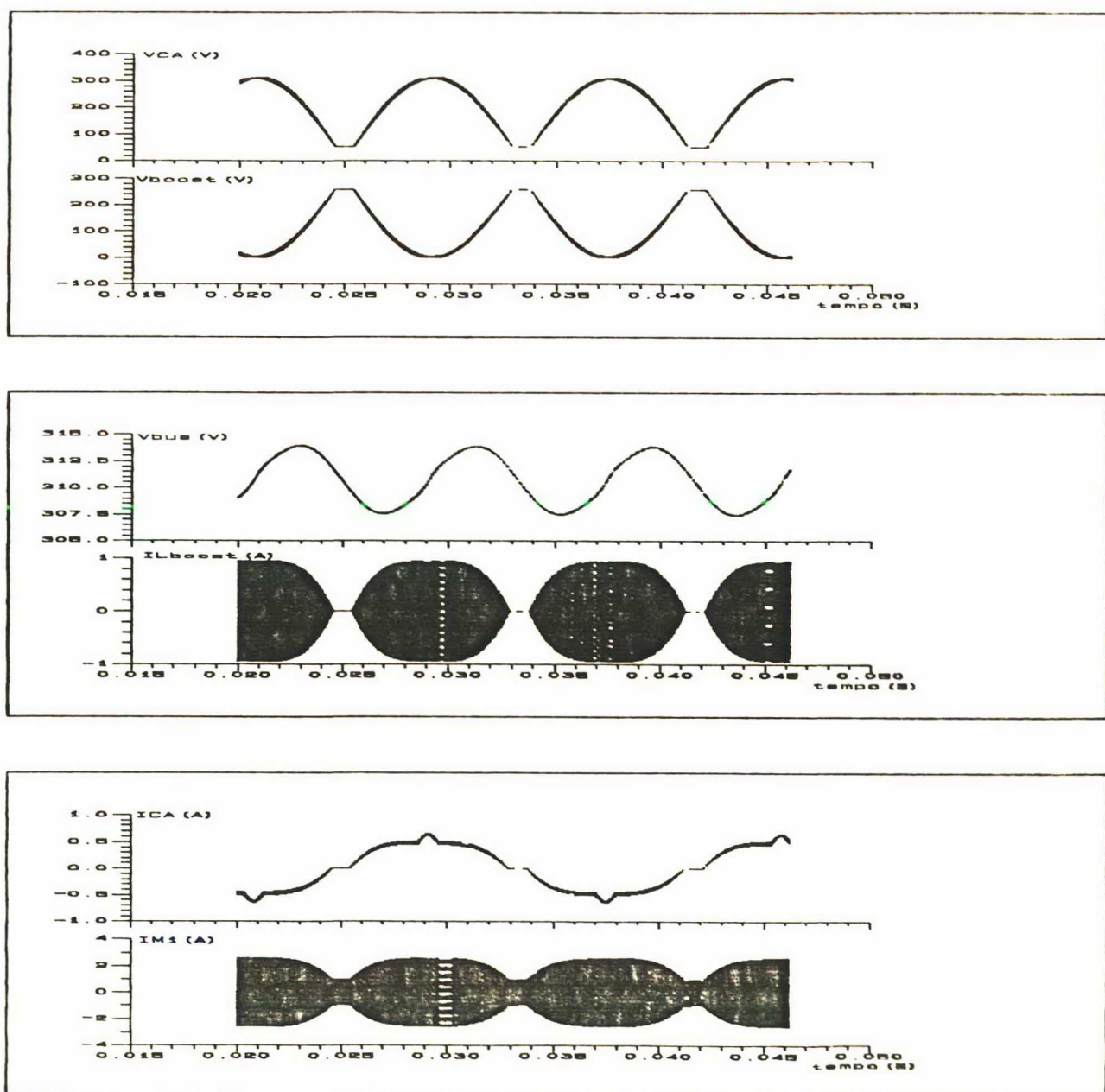


Figura 4.5 : Formas de onda obtidas por simulação para  $TR=0,6$ .

#### 4.7.2 Resultados Experimentais.

Após os resultados obtidos por simulações, partiu-se para a construção de um protótipo. Depois de se otimizar parâmetros, como indutância no indutor Boost e relação de transformação do transformador Boost (TR), conseguiu-se bons resultados com a estrutura, que são mostrados na figura 4.6.

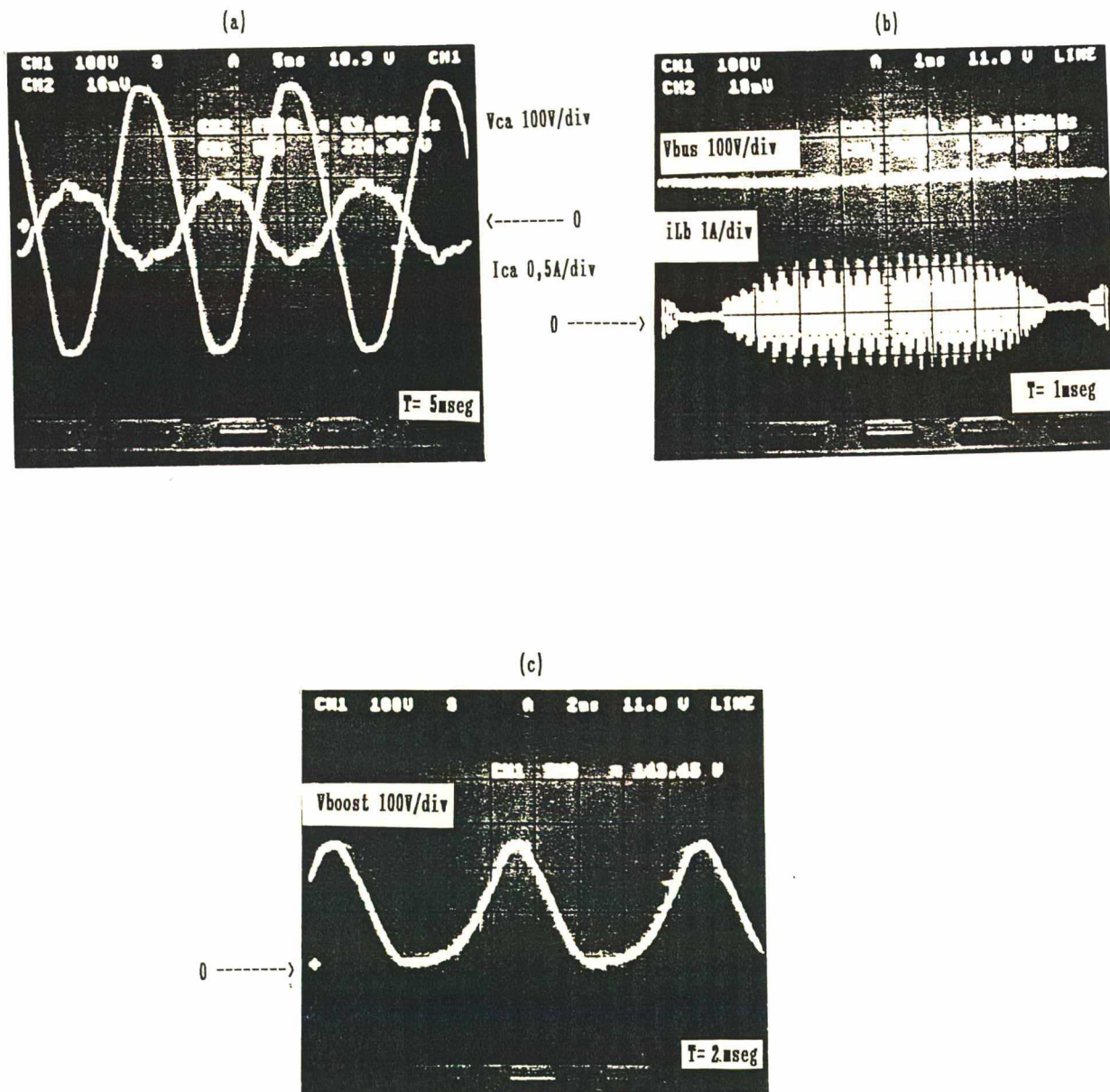


Figura 4.6 : Formas de onda experimentais com  $TR=0.6$ . a) Tensão e corrente de entrada b) Tensão do barramento contínuo ( $V_{bus}$ ) e corrente no indutor Boost. c) Tensão na ponte boost ( $V_{boost}$ ).



Observou-se da prática a influência da relação de transformação do transformador na corrente de entrada, para valores de TR maiores que 0,5. O ângulo de condução da corrente começa a se estreitar fazendo que seja descontínua. Da mesma forma, o valor da indutância Boost influencia diretamente na tensão boost, para valores baixos desta, observando-se um maior ganho de tensão, portanto fazendo aumentar a tensão no barramento CC, e assim a própria tensão boost. Para valores maiores de indutância observou-se o contrário, ou seja, a tensão de barramento começa a descer, fazendo a tensão boost chegar a zero, com o conseqüente resultado de distorcer a corrente de entrada.

Da figura 4.6b pode-se notar o ondulação mínima da tensão de barramento CC. Sabe-se que o fluxo luminoso depende diretamente da tensão de entrada, portanto conclui-se que a variação do fluxo também será mínima, concluindo-se desta forma que o reator não terá efeito estroboscópico.

Da aquisição da corrente de entrada do circuito foi feita uma análise harmônica, da qual obteve-se uma taxa de distorção harmônica (TDH) de 14% e um fator de potência de 0,99034. A figura 4.7 mostra os harmônicos que mais influenciam. Observa-se que a harmônica de maior amplitude alcança apenas 6,5% da fundamental.

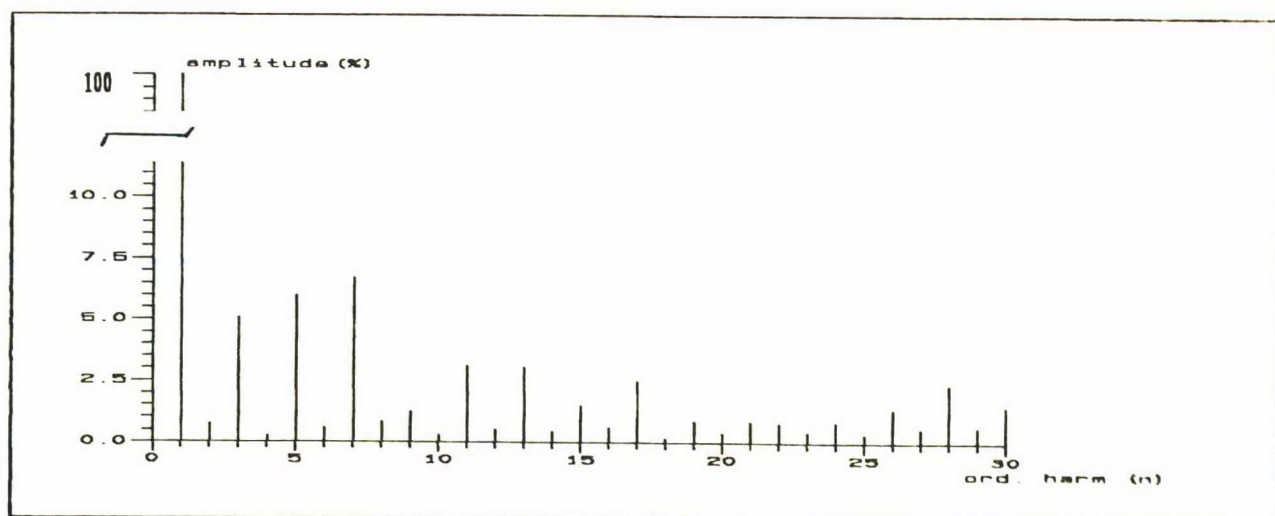


Figura 4.7 : Análise harmônica da corrente de entrada.

#### 4.8 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE OS DIFERENTES REATORES.

Os reatores obtidos até agora foram comparados tomando-se como padrão um reator convencional de partida rápida para duas lâmpadas 40W, da marca Intral.

As diferentes medições feitas nos reatores, são mostradas na tabela seguinte.

*TABELA 1 : Desempenho dos diferentes reatores.*

Tipo de reator	Reator convencional partida rápida	Reator eletrônico Vin constante	Reator eletrônico Vin não constante	Reator eletrônico com boost de entrada	Reator eletrônico Vin não constante
Pot. da lâmpada	2x40	2x40	2x40	2x40	2x20
Comprimento (cm)	19,5	15,8	12,8	19,3	10
Largura (cm)	7	5,6	5,6	6,8	5,5
Altura (cm)	5	3,9	3,9	3,9	3,5
Frequência de operação (Hz)	60	54K	64K portadora 120 envolvente	70K	60k portadora 120 envolvente
Peso (g)	1600	230	200	350	120
Tensão de entrada (Vrms)	220	220	220	220	220
Potência absorvida (W)	86	70	67,51	70	32
Eficiência (%)	93,02	90,322	96,6	92	94,024
Efeito estroboscópico	SIM	NÃO	SIM	NÃO	SIM
Fator de potência (calculado p.u)	0,9302	0,64279	0,92422	0,99034	0,9506
Variação de temperatura C°	46,5	14,5	20,5	27	8,5
TDH da corrente de entrada (%)	36	127	36	14	30
Filtro de entrada	-	NÃO	LC	LC	L

Observando-se a tabela 1, pode-se concluir que os reatores com fonte de tensão de entrada variável (2x20W e 2x40W) têm maior eficiência e são mais compactos, em relação aos outros, tornando-os produtos altamente atrativos para a comercialização, embora persista o efeito estroboscópico. Esta afirmação é feita pelo fato de que podem ser utilizados onde este efeito não seja crítico, por exemplo; corredores, salas de recreio, jardins etc.

Para os lugares em que o efeito estroboscópico é prejudicial (exemplo; salas de estudo, oficinas, salas com computadores etc.), sem dúvida o mais indicado nestes ambientes é o reator com boost de entrada, porém, ele será mais oneroso no momento de ser comercializado, devido aos componentes extras necessários, construtivamente falando, embora seja por todos sabido que um produto com menores desvantagens sempre será mais caro que os seus concorrentes (que tem as desvantagens citadas).

Na tabela também foi incluído o reator com baixo fator de potência, por ser o primeiro protótipo desenvolvido. Apesar dele ter um alto rendimento, sua comercialização fica um pouco **comprometida**, devido principalmente a que ele tem um baixo fator de potência, tornando necessária a utilização de grandes filtros de entrada, aumentando assim tamanho e custos.

Finalmente pode-se dizer a título de comentário que tanto as medidas de taxa de distorção harmônica (TDH), quanto as de fator de potência são realizadas indiretamente, isto é, são feitas através do cálculo harmônico da corrente de entrada, por meio do programa DSN [22].

Não foram feitas medições de interferência eletromagnética e de quantidade de iluminação, devido ao fato de que o laboratório não tem equipamentos adequados para estas funções.



#### 4.9 CONCLUSÕES

Do capítulo são tiradas as seguintes conclusões:

- O reator eletrônico sem efeito estroboscópico com fator de potência unitário e com uma baixa TDH proposta foi implementado, comprovando-se os estudos teóricos realizados.

- O circuito emprega os próprios Mosfets do estágio ressonante para obter o efeito boost desejado, e modelar naturalmente a corrente de entrada. Além disto é obtida uma comutação sem perdas no circuito, portanto o sistema proposto tem vantagens com respeito aos outros.

- As únicas perdas adicionadas são no estágio boost de entrada. Qualquer variação da tensão de entrada influenciará na tensão de barramento. O caso mais crítico pode ocorrer numa sobretensão, pois se a tensão de entrada sobe acima dos 240V eficazes, começa a subir a tensão  $V_{bus}$ , ficando estabilizada em 412V aproximadamente, não descendo deste valor até que as condições voltem a ser normais.

- O circuito obteve um fator de potência de 0,99 com uma taxa de distorção de 14 por cento, utilizando um pequeno filtro LC de entrada, onde  $L_f=300\mu H$  e  $C_f=33nF$

- Apresentou-se uma comparação de desempenho entre os diferentes reatores, onde pode-se observar a alta performance alcançada pelos reatores eletrônicos.

- Ao analisar-se o item eficiência, somente as perdas foram quantificadas, desconsiderando-se o ganho de luminosidade, obtido por trabalhar em alta frequência.

## CAPÍTULO 5.

### DESENVOLVIMENTO DE UM TRANSFORMADOR ELETRÔNICO DE ALTA PERFORMANCE E ALTO FATOR DE POTÊNCIA DE ENTRADA PARA LÂMPADAS DICRÓICAS.

#### 5.1 RESUMO

É apresentado um transformador eletrônico de alta performance.

Nele se introduz um novo conceito, pelo fato de ter um ramo independente da carga, que é responsável pela geração da frequência de chaveamento, através de ressonância e saturação do núcleo de comando, produzindo a auto-oscilação do sistema.

A análise e o projeto do mesmo são apresentados comprovando-se seu alto rendimento (comutação suave) e alto fator de potência.

#### 5.2 INTRODUÇÃO

No campo da iluminação existe uma linha de lâmpadas, chamadas dicrônicas, de baixa tensão utilizadas principalmente para realçar objetos (iluminação decorativa).

O interesse do presente trabalho por esta lâmpada é simplesmente pelo fato de que ela, depois da lâmpada fluorescente comum, é a mais utilizada em projetos de iluminação. Porém, esta lâmpada precisa de um estágio auxiliar para funcionar, já que trabalha em baixa tensão e altas correntes.

O fato de ser de baixa tensão, tem como desvantagens o uso de transformadores que são pesados, volumosos e com perdas, resumindo, eles são de baixo rendimento.

Na atualidade é possível fabricar transformadores eletrônicos com tecnologia ressonante de alta performance reduzindo tamanho, peso e o mais importante, reduzindo as



perdas, aumentando o seu rendimento.

Por tudo o anteriormente dito, no presente trabalho faz-se o estudo de um transformador eletrônico com tecnologia ressonante e com fator de potência unitário.

Apresenta-se as características favoráveis do sistema, para ser utilizado para uma lâmpada dicrónica.

### 5.3 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO PROPOSTO.

#### 5.3.1 Componentes do circuito.

O circuito auto-oscilante de alto fator de potência de entrada proposto é mostrado na figura 5.1.

O ramo composto pelo indutor LR e o capacitor CR mais o transformador de comando saturado estão encarregados de produzir a auto-oscilação do circuito. Este ramo introduz um novo conceito, o de circuito de ajuda a comutação, além de produzir a auto-oscilação.

A frequência de funcionamento do circuito está diretamente ligada às características do núcleo do transformador de comando e ela é dada aproximadamente por:

$$F_s = \frac{V_L}{4 \cdot A_e \cdot B_{sat} \cdot N} \quad (5.1)$$

Esta frequência de chaveamento, deve estar acima da frequência de ressonância do ramo ( $F_s/F_{01} > 1$ ) para obter as seguintes vantagens:

- 1.- Controlar a corrente do ramo, limitando esta a valores aceitáveis e;
- 2.- Obter o atraso de corrente ressonante com respeito à tensão acima das chaves para obter comutação não dissipativa nos interruptores.

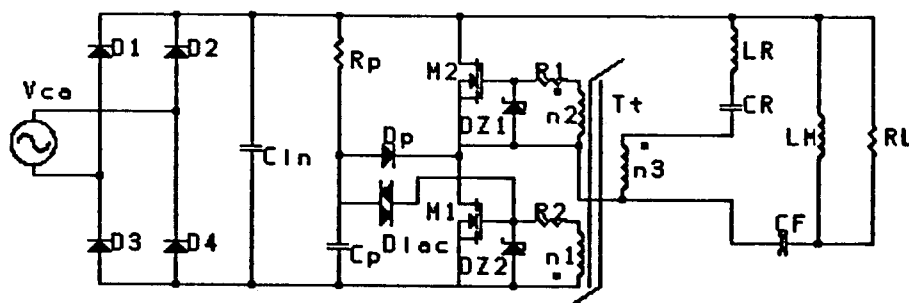
Além disto, os valores do filtro de saída devem ser calculados de tal forma a não influenciar no ramo que produz a

auto-oscilação.

O filtro de saída é composto por  $C_F$ , encarregado de filtrar a componente contínua da tensão  $V_{ab}$  e pela indutância magnetizante do transformador de saída  $L_M$ , que além de cumprir sua função como filtro, permite isolar e reduzir os valores de tensão de entrada a valores compatíveis com a carga.  $T_t$  representa um pequeno transformador de núcleo toroidal encarregado de induzir tensão nos gatilhos dos Mosfets para acioná-los na frequência resultante da saturação do mesmo.

Para o cálculo do filtro, foi feita primeiramente a sua análise (incluindo a carga), para verificar sua influência no ramo ressonante e na característica entrada/saída.

O circuito proposto apresenta um alto fator de potência de entrada, devido ao fato de  $C_{in}$  (escolhido de baixo valor) não ter a função de filtrar, mas sim de servir como caminho para os impulsos de corrente inversa regenerativa do circuito.



*Figura 5.1 : Circuito auto-oscilante proposto.*

### 5.3.2 Análise em regime permanente senoidal; filtro de saída mais carga.

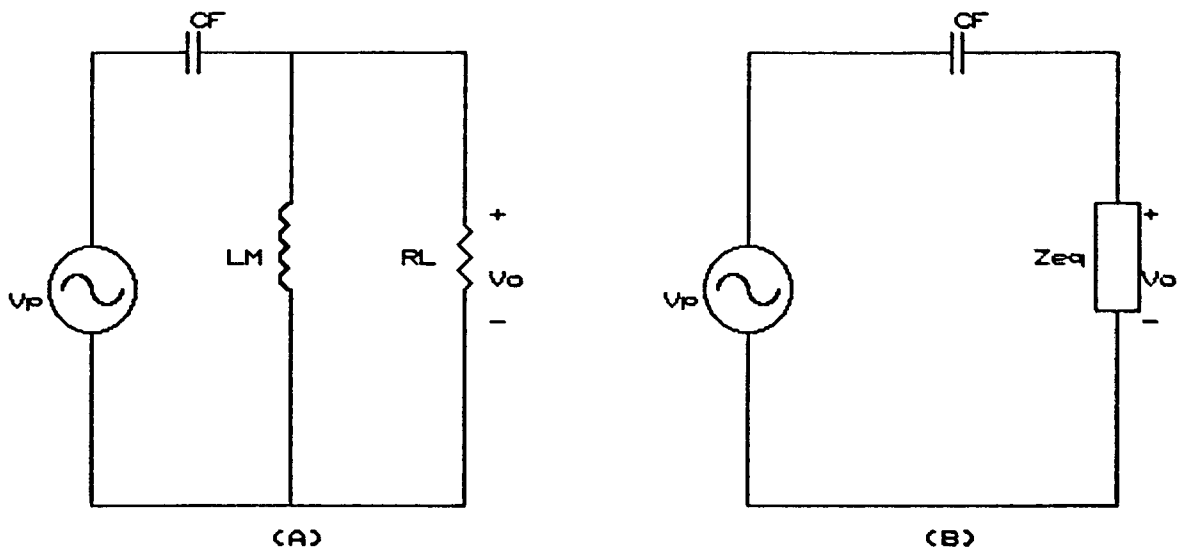
Para a análise do filtro de saída parte-se das seguintes suposições:

1.- O circuito é alimentado por uma fonte senoidal com amplitude constante.

2.- Os componentes são ideais (considerando só a indutância magnetizante do trafo)

3.- Se desconsidera qualquer influência harmônica na análise.

O circuito a ser analisado é mostrado na figura 5.2a, e a figura 5.2b o mostra em sua forma reduzida.



**Figura 5.2 : a) Circuito equivalente para análise do filtro de saída. b) O circuito dado em a) com impedância equivalente ( $Z_{eq}$ ) de saída.**

Da figura 5.2b, fazendo divisão de tensão tem-se:

$$V_o = \frac{V_p \cdot Z_{eq}}{Z_{eq} + (1/j\omega C_F)} \quad (5.2)$$

Onde:

$$Z_{eq} = \frac{j\omega L_F R_L}{j\omega L_F + R_L} \quad (5.3)$$

Logo:

$$V_o = \frac{V_p(j\omega L_F R_L)j\omega C_F}{(-\omega^2 L_F C_F R_L + j\omega L_F + R_L)} \quad (5.4)$$

$$V_o = \frac{V_p \omega^2 L_F R_L C_F}{R_L(\omega^2 L_F C_F - 1) - j\omega L_F} \quad (5.5)$$

Definindo-se:

$$\frac{F_s}{F_{o2}} = \frac{\omega}{\omega_{o2}} = \omega_N = 2\pi \cdot F_N \quad ; \text{ Frequência normalizada do filtro.}$$

$$\frac{R_L}{Z_o} = R_N \quad ; \text{ Resistência normalizada}$$

$$Z_{of} = (L_F/C_F)^{1/2} \quad ; \text{ Impedância característica do filtro de saída}$$

Sustituindo o anterior em (5.5):

$$V_o = \frac{V_p R_L \omega_N^2}{R_L(\omega_N^2 - 1) - j\omega(L_F C_F)/C_F} \quad (5.6)$$

Ordenando a expressão anterior:

$$V_o = \frac{V_p R_L \omega_N^2}{R_L(\omega_N^2 - 1) - j\omega_N/( \omega_o C_F)} \quad (5.7)$$

Sabe-se que:

$$\omega_o C_F = 1/Z_o$$

Sustituindo-se em (5.7):

$$V_o = \frac{V_p R_L w_N^2}{(w_N^2 - 1) - j w_N Z_o} \times \frac{R_L (w_N^2 - 1) + j w_N Z_o}{R_L (w_N^2 - 1) + j w_N Z_o} \quad (5.8)$$

Ordenando novamente:

$$\frac{V_o}{V_p} = \frac{R_L w_N^2 \cdot R_L (w_N^2 - 1) + j w_N Z_o}{R_L^2 (w_N^2 - 1)^2 + (w_N Z_o)^2} \quad (5.9)$$

Tomando magnitude e fase:

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right| = \frac{R_L w_N^2 (R_L (w_N^2 - 1) + j w_N Z_o)^{1/2}}{R_L^2 (w_N^2 - 1)^2 + (w_N Z_o)^2} \quad (5.10)$$

Ou seja:

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right| = \frac{R_L w_N^2}{(R_L^2 (w_N^2 - 1)^2 + (w_N Z_o)^2)^{1/2}} \quad (5.11)$$

Com  $R_N = R_L / Z_o \rightarrow$

$$R_L = R_N \cdot Z_o$$

Sustituindo em (5.11):

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right| = \frac{R_N Z_o w_N^2}{((R_N Z_o)^2 (w_N^2 - 1)^2 + (w_N Z_o)^2)^{1/2}} \quad (5.12)$$

Finalmente é obtido:

$$\left| \frac{V_o}{V_p} \right| = \frac{R_N w_N^2}{((R_N)^2 (w_N^2 - 1)^2 + (w_N)^2)^{1/2}} \quad (5.13)$$

O ângulo de fase é dado por:  $\tan^{-1}(\text{im/re})$ , seja:

$$\text{TAN}^{-1} \frac{Z_0 w_N}{R_N Z_0 (w_N^2 - 1)} \quad (5.14)$$

Portanto a fase é dada por :

$$\text{FASE} = \text{TAN}^{-1} \frac{w_N}{R_N (w_N^2 - 1)} \quad (5.15)$$

Através das equações (5.13) e (5.15) foram obtidos os ábacos mostrados nas figuras 5.3 e 5.4

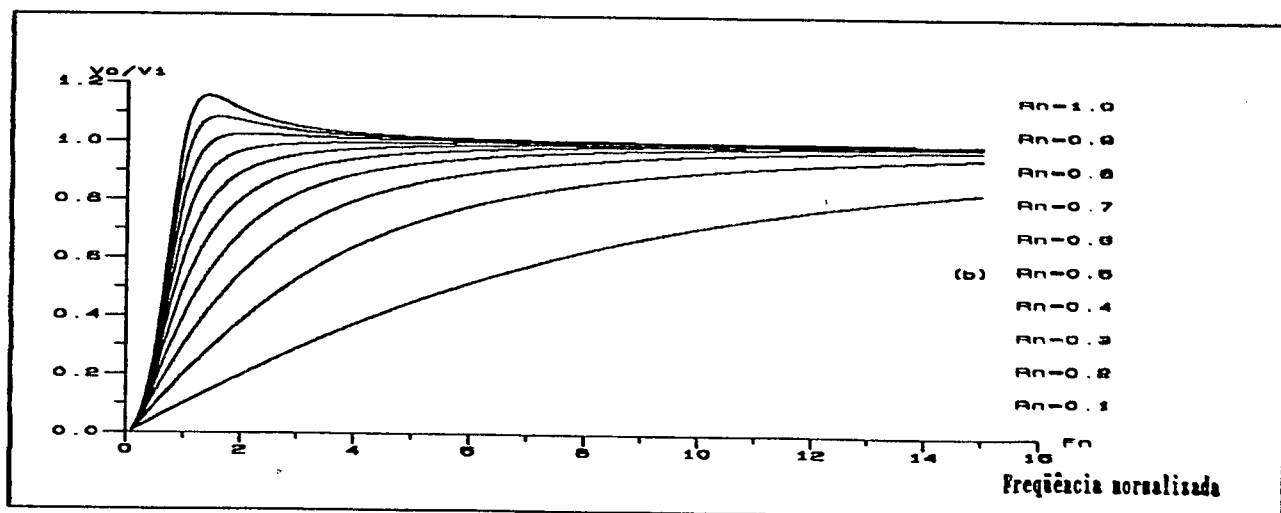
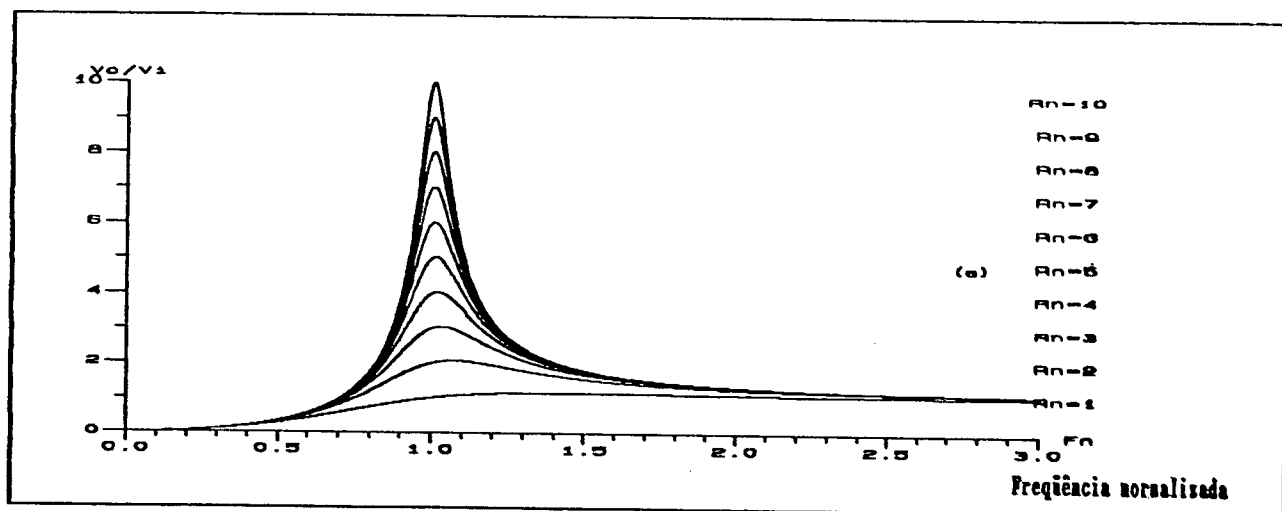
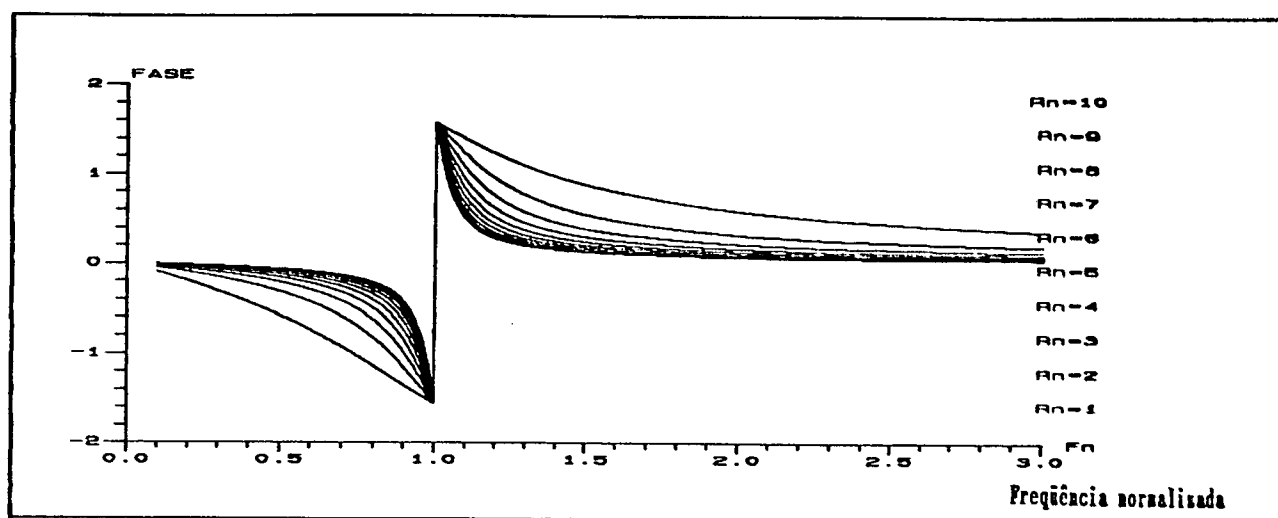


Figura 5.3 : Ábacos de magnitude do ganho de tensão. a) Para  $R_N = 1$  a 10 b) Para  $R_N = 0,1$  a 1.



*Figura 5.4 : Ábacos de Fase do ganho de tensão.*

Dos ábacos de magnitude da relação entrada/saída, pode-se observar que para valores altos da relação  $F_S/F_{O2}$  as variações da carga não influenciam na característica de saída do circuito. A relação  $F_S/F_{O2}$  se torna condição no projeto de  $C_F$  e  $L_F$ .

#### 5.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA.

É possível dividir o sistema em duas partes bem definidas:

a) O estágio de entrada.

b) O estágio ressonante e filtro de saída.

a) Estágio de entrada: É composta pela ponte de diodos, que retificam a tensão de rede, e o capacitor de entrada  $C_{in}$  que é de pequeno valor de modo que este não interfira na forma de onda de tensão de entrada, embora sirva como caminho alternativo da corrente regenerativa do circuito, já que a ponte de diodos não é reversível em corrente.

Sem o capacitor  $C_{in}$  se produziriam grandes sobretensões nos dispositivos de chaveamento. Graças a seu pequeno valor é possível obter um grande fator de potência de entrada.

b) Estágio ressonante: é formado pela topologia meia-

ponte, encarregada de chavear a tensão de entrada em alta frequência. (Figura 5.5)

Este sinal de alta frequência será ajustado a valores baixos de tensão pelo transformador de alta frequência (TAF) ao qual a carga estará ligada.

O fato do capacitor  $C_{in}$  ter um pequeno valor permite que:

1.- A forma de onda da tensão de entrada deste estágio seja senoidal retificada.

2.- O fator de deslocamento entre tensão e corrente de entrada neste estágio seja pequeno.

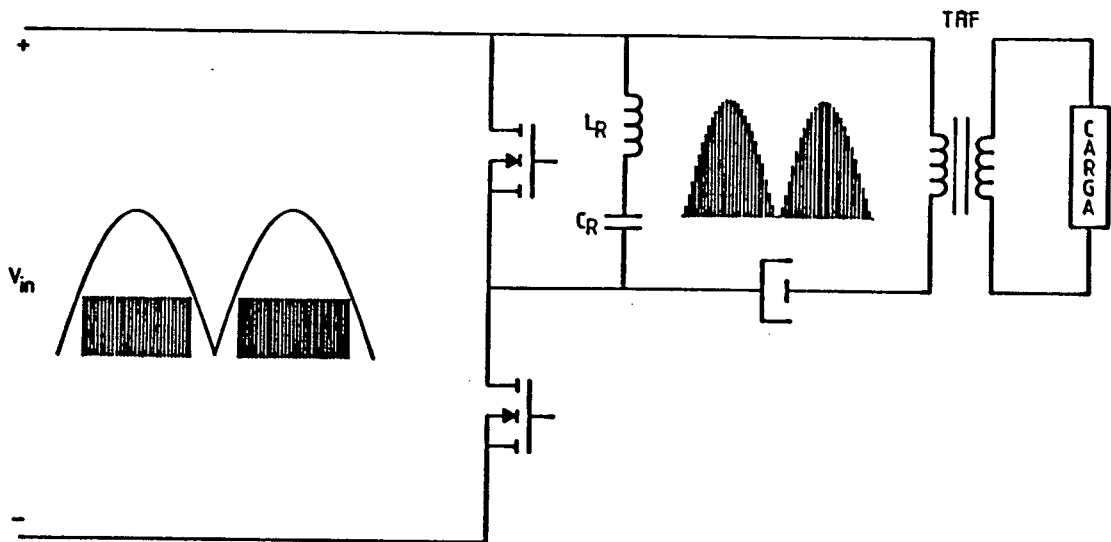


Figura 5.5 : Esquema da etapa osciladora.

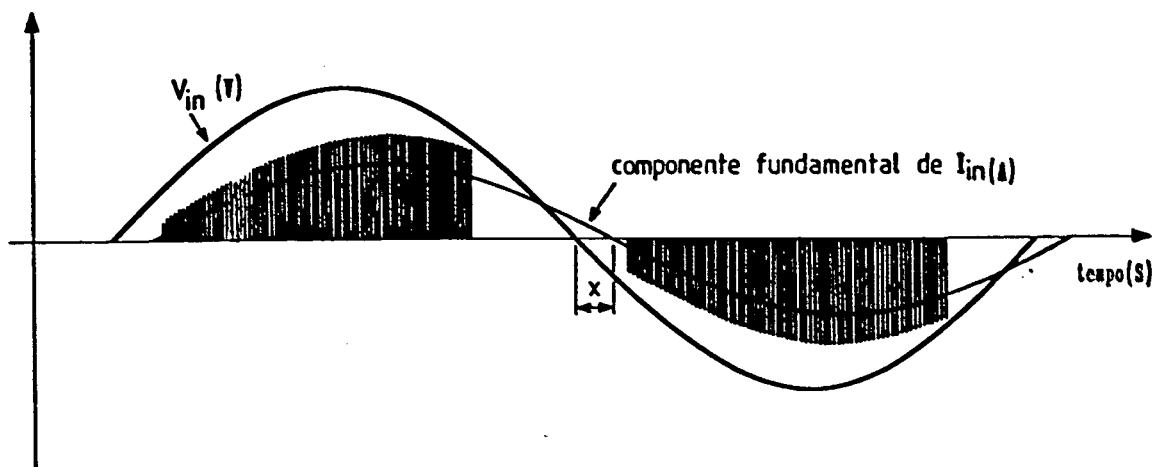


Figura 5.6 : Tensão e corrente de entrada.



## 5.5 PROJETO DO TRANSFORMADOR ELETRÔNICO

### 5.5.1 Projeto do transformador de comando.

A análise e projeto do transformador de comando é apresentada no apêndice B.

Isto é feito para o transformador e para o reator eletrônico.

### 5.5.2 Projeto do ramo ressonante e filtro de saída.

O ramo ressonante é calculado usando como dado de projeto  $F_s/F_{01}=1,2$ . Portanto se a frequência de chaveamento é de 40kHz então  $F_{01}=33\text{KHz}$  :

$$L_R.C_R = 2,326 \times 10^{-11} \quad \text{se} \quad C_R = 8,2\text{nF}$$

$$\text{então:} \quad L_R = 2,836602\text{mH, ou aproximando } L_R = 3\text{mH}$$

Considera-se para o cálculo do filtro de saída a relação  $F_{01}/F_{02}=13$ .

Onde:  $F_{01}$ =Freq. ressonância do ramo ressonante.

$F_{02}$ =Freq. ressonância do filtro.

Portanto, com  $C_R=8,2\text{nF}$  e  $L_R=3\text{mH}$  obtem-se  $F_{01}=32,08\text{KHz}$ .

$$\text{Então: } F_{02}=F_{01}/13, \quad \text{ou seja: } F_{02}=2468,364\text{Hz}$$

Logo:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2468,364\text{Hz}} = (L_F.C_F)^{1/2}$$

$$L_F.C_F=4,157 \times 10^{-9}$$

Tomando-se:  $C_F=1,8\mu F$  ----->  $L_F=2,34539 \times 10^{-3}$

Ou aproximando-se  $L_F=2,5mH$ .

Com estes valores realizou-se simulações cujos resultados serão apresentados posteriormente.

O valor do capacitor de entrada será obtido nestas simulações.

### 5.5.3 Forma de calcular o fator de potência de entrada.

O fator de potência de entrada foi obtido por meio de uma análise harmônica, através da relação direta dada pela taxa de distorção harmônica (TDH) e pelo fator de deslocamento entre os termos fundamentais de tensão e corrente, assim:

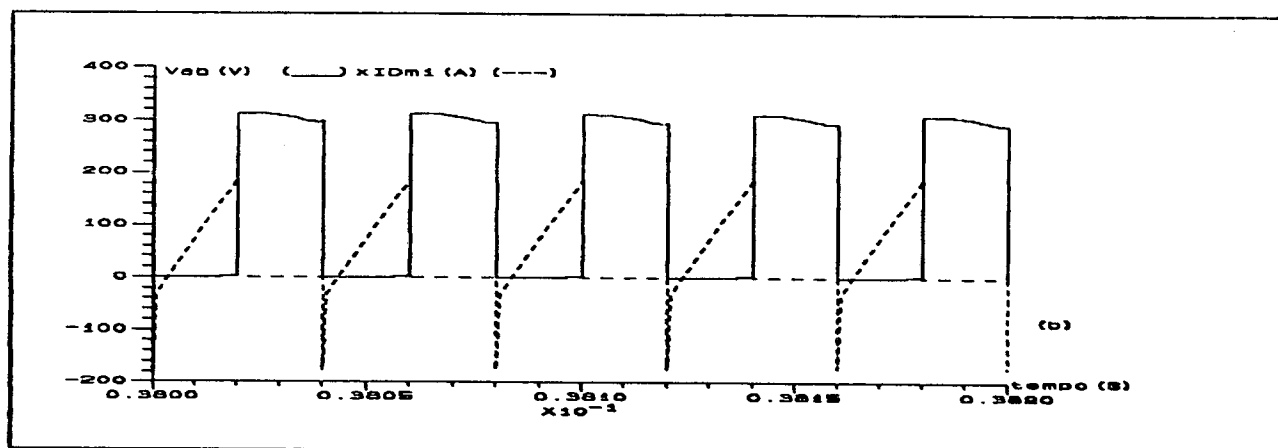
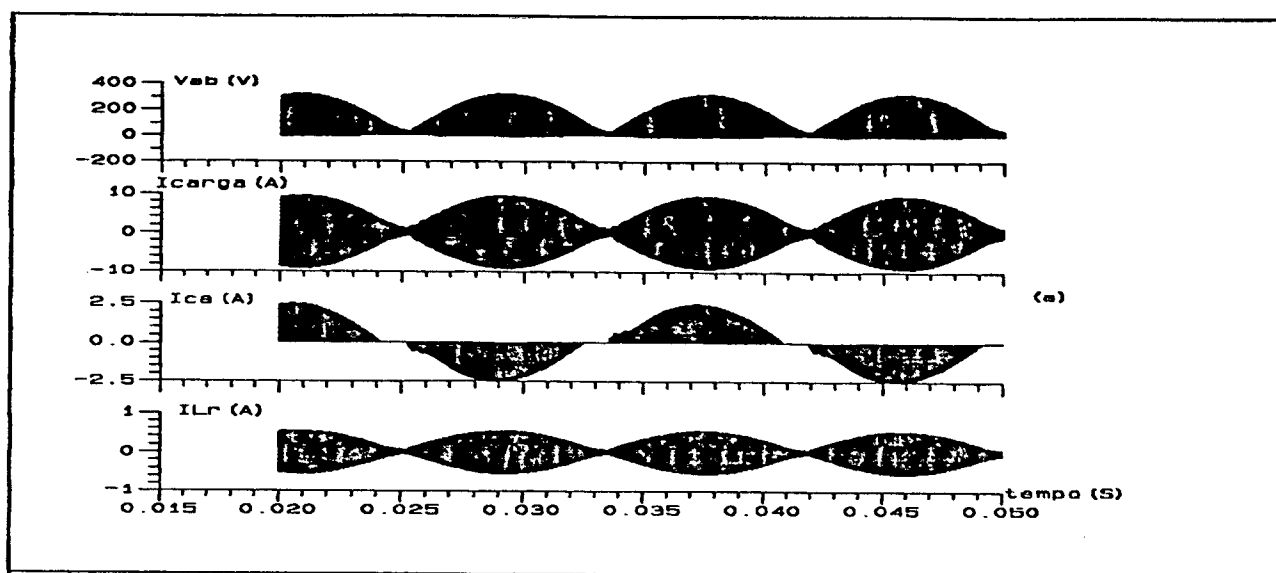
$$\text{FATOR DE POTÊNCIA} = \frac{\cos(\Phi)}{(1+TDH^2)^{1/2}} \quad 5.16$$

Onde  $\Phi$  = defasagem entre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

A simulação do circuito foi feita para uma frequência de 25Khz por problemas de estocagem de pontos no arquivo de resultados feito para frequências mais altas.

A figura 5.7 mostra a simulação para  $C_{in}=820nF$ , sem filtro indutivo de entrada. A figura 5.7a mostra as formas de onda relevantes do transformador, onde observa-se em ordem descendente a tensão de entrada do circuito ressonante ( $V_{ab}$ ), a corrente de carga, a corrente de entrada, verificando-se o alto fator de potência da estrutura, e por último a corrente no ramo ressonante.

A figura 5.7b mostra o detalhe da comutação do Mosfet 1, observando-se que ela é não dissipativa.



**Figura 5.7 : Simulação do transformador eletrônico. a) Formas de onda relevantes do circuito. b) Detalhe da comutação num interruptor.**

#### 5.5.4 Resultados experimentais obtidos

Comprova-se experimentalmente o bom funcionamento do transformador eletrônico. Isto é verificado nas figuras 5.8 e 5.9, onde pode-se observar que foi alcançado o primeiro objetivo desejado, fator de potência unitário, o segundo objetivo, o de performance, será comprovado mais adiante no texto, com a obtenção das curvas de rendimento e fator de potência. Mostra-se as formas de onda da estrutura, adquiridas pelo osciloscópio

digital, em plena carga da tensão e corrente de saída.

São mostradas ademais tensão e corrente de entrada, fazendo-se análise harmônica da corrente (mostrada na figura 5.8c), calculando-se um fator de potência de entrada de 0,99 e uma taxa de distorção harmônica (TDH) de 10% .

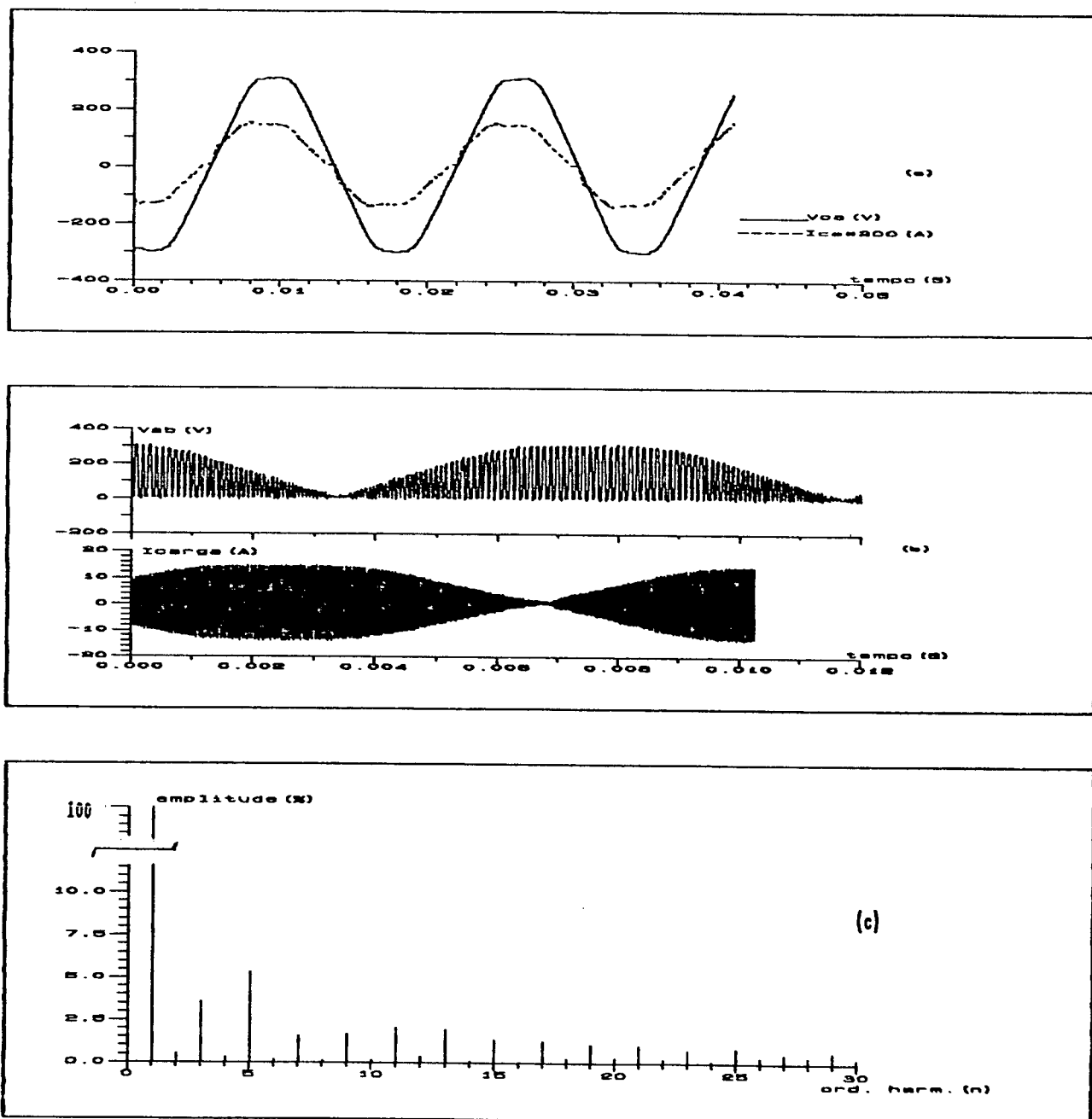


Figura 5.8 : a) Corrente e tensão de entrada plena carga. b) Tensão de entrada ( $V_{AB}$ ) no circuito ressonante e corrente de saída plena carga do transformador eletrônico. c) Análise harmônica da corrente de entrada.

A figura 5.9 apresenta a aquisição de corrente e tensão no ramo ressonante. Observa-se que a corrente ressonante não é maior que 0,7A de pico, e portanto a tensão no capacitor ressonante é de níveis baixos, já que a tensão neste capacitor dependerá diretamente da corrente do ramo.

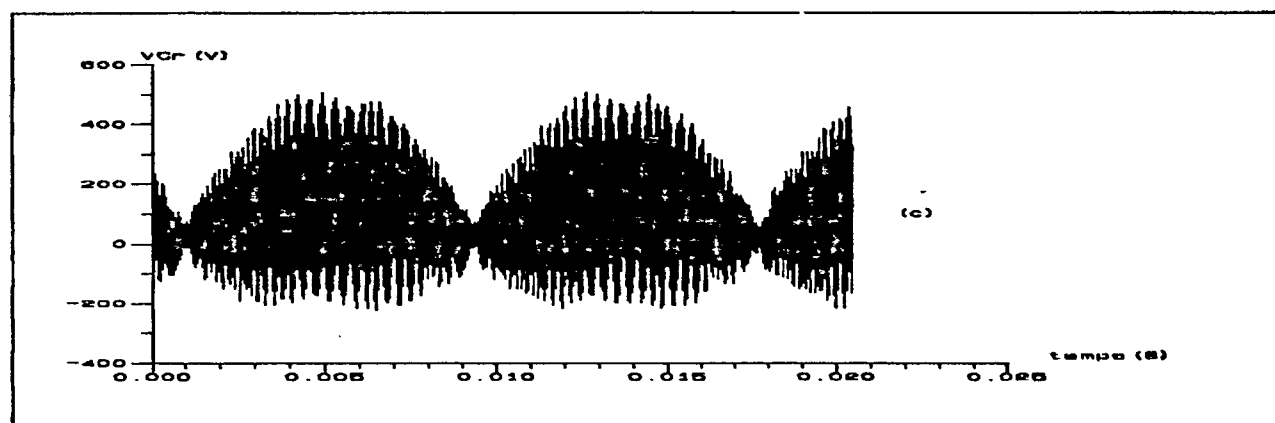
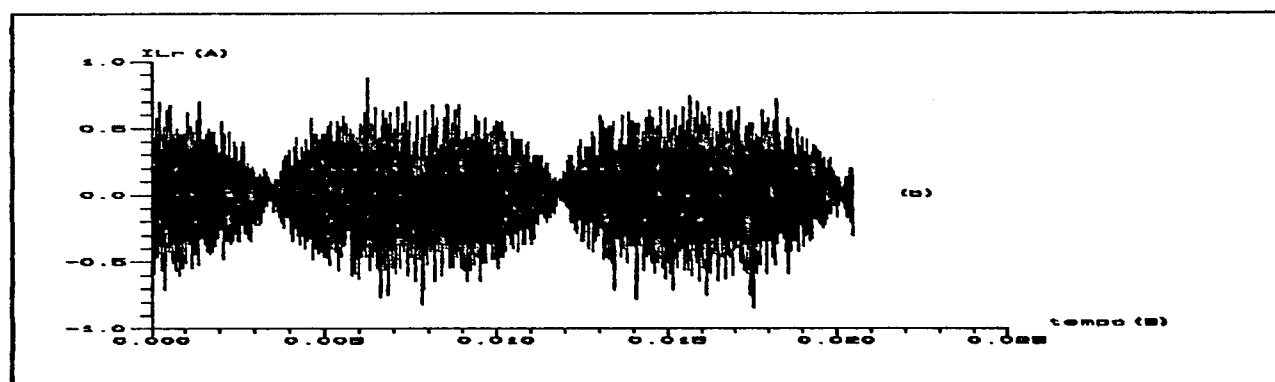
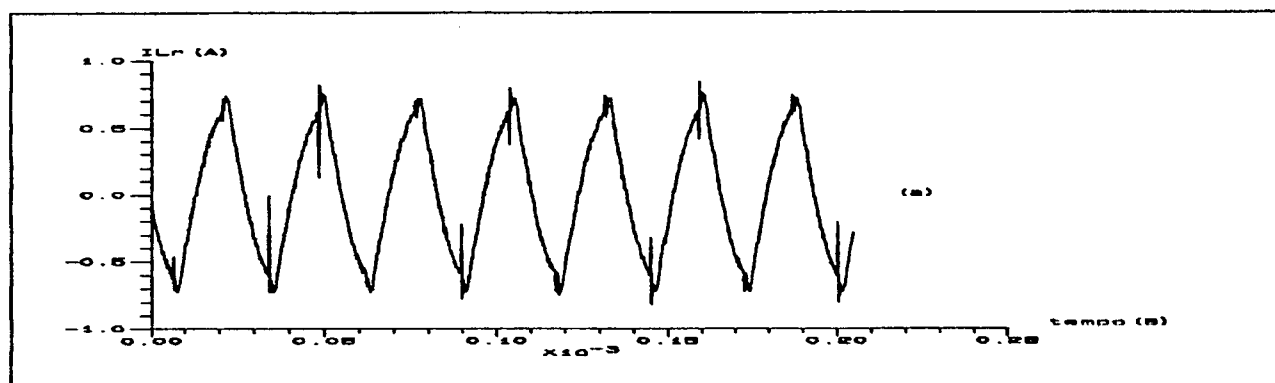
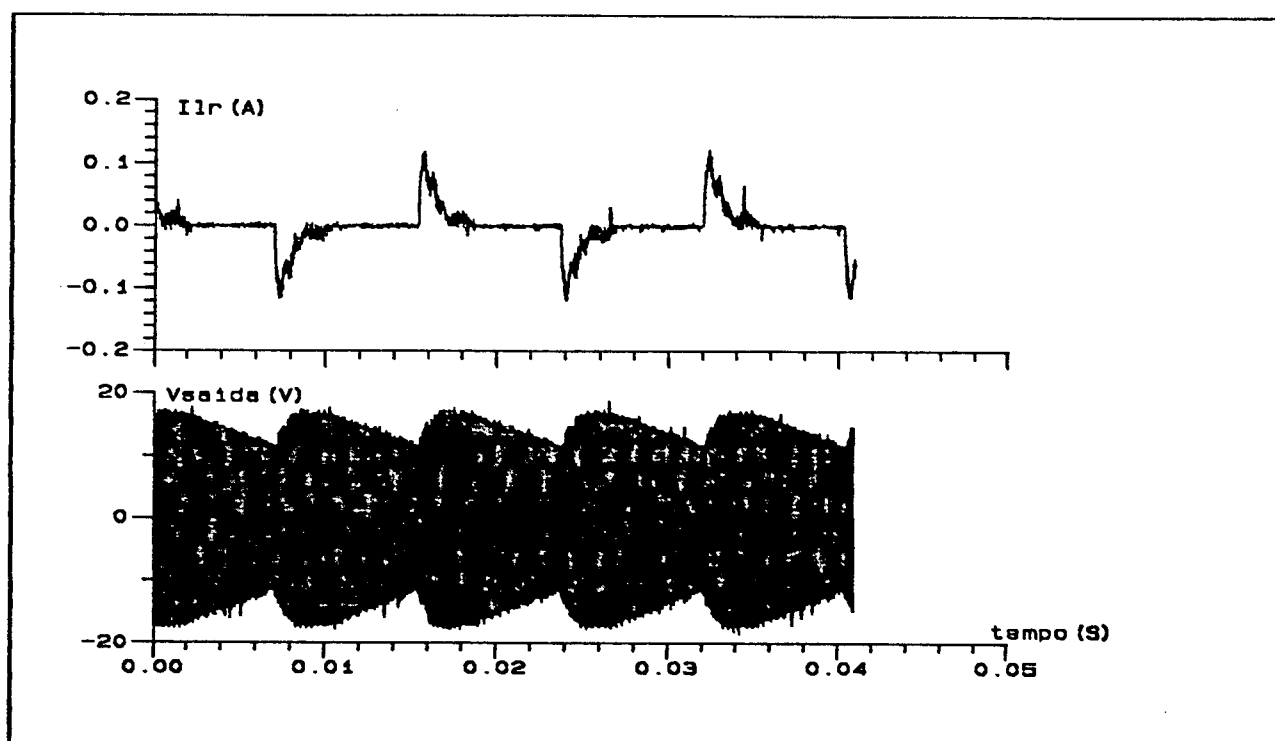


Figura 5.9 : a) Detalhe da corrente no indutor ressonante  
b) corrente em plena carga do indutor ressonante c) Tensão no capacitor ressonante.

Na figura 5.10, são dadas duas grandezas do circuito a vazio. Estas grandezas são corrente no indutor ressonante e tensão de saída. Observa-se que a tensão de saída perde sua forma senoidal devido à não descarga do capacitor de entrada. As perdas medidas a vazio foram de 7,5W.



*Figura 5.10 : Corrente no indutor ressonante e tensão de saída em vazio.*

Para verificar a performance do transformador foi realizado um levantamento do rendimento e fator de potência em função da potência de entrada.

As curvas de rendimento e fator de potência em função da potência de entrada são mostradas na figura 5.11.

## 5.6 CONCLUSÕES

Do capítulo pode-se concluir:

a) Foi apresentado o transformador eletrônico, introduzindo um novo conceito na forma de produzir auto-oscilação com um ramo de ajuda a comutação.

b) Foi comprovado o bom funcionamento do circuito teórica e experimentalmente, obtendo-se um alto rendimento para diferentes potências de entrada.

c) Também foi comprovado o alto fator de potência da estrutura, o qual dependerá só do valor do capacitor de entrada, que por sua vez dependerá da frequência de chaveamento do sistema. Assim, quanto maior a frequência de chaveamento menor poderá ser o capacitor de entrada e maior o fator de potência da estrutura.

d) Observa-se por sua vez, que o fator de deslocamento da corrente de entrada com respeito à tensão depende diretamente do capacitor  $C_{in}$ .

e) Para uma dada frequência de chaveamento obtém-se um valor mínimo do capacitor de entrada, a fim de manter a auto-oscilação do sistema.

f) Faz-se uma otimização do capacitor de entrada chegando a um compromisso entre o fator de deslocamento e o valor necessário de  $C_{in}$  para sustentar esta auto-oscilação (para a frequência de 40KHz neste caso).

G) Por último, pode-se dizer que o único problema observado é a dissipação nas resistências do circuito de comando, a qual é a maior fonte de perdas do circuito, não se podendo baixar estes valores resistivos, devido a que o circuito deixa de auto-oscilar. Isto acontece quando a corrente no ramo ressonante diminui de 0,4A.

## CONCLUSÕES GERAIS

-Através deste trabalho foram apresentadas diferentes topologias de reatores eletrônicos, que foram: a) Com baixo fator de potência sem efeito estroboscópico; b) Os com alto fator de potência de entrada mas com efeito estroboscópico e; c) O com fator de potência unitário e sem efeito estroboscópico.

-Foi validado através de simulações e experimentação o novo método de projeto dos componentes ressonantes para uma ou duas lâmpadas, mostrando ser uma ferramenta eficiente no cálculo dos parâmetros ressonantes. Através de um estudo analítico deduziu-se expressões que representam o comportamento do circuito tanto em regime permanente como no transitório de partida.

-Foi feito o estudo teórico e experimental da aplicação de tensão de entrada não constante, de tal forma a se obter elevado fator de potência. Fez-se também um estudo qualitativo, do qual foram obtidas as expressões das grandezas envolvidas no circuito (corrente nas chaves, corrente e tensão de operação da lâmpada etc..). Desenvolveu-se dois protótipos experimentais (2x20W e 2x40W) onde obteve-se um alto fator de potência de entrada, porém, com as desvantagens do efeito estroboscópico. Conclui-se que é necessário um estágio adicional de tal forma a manter um fator de potência unitário e uma tensão de barramento constante, já que o fluxo luminoso depende diretamente desta tensão de barramento.

-Como contribuição deste trabalho dentro do estudo dos reatores eletrônicos concebeu-se um reator reunindo as características desejadas dos antecedentes, isto é, fator de potência unitário e sem efeito estroboscópico. O circuito proposto reúne simplicidade e eficiência. Simplicidade pelo fato de obter-se fator de potência unitário sem necessidade de um circuito Boost comandado, pois o circuito naturalmente modela a corrente de entrada. Eficiência no sentido de que utiliza as



mesmas chaves do circuito que alimenta a lâmpada sem perdas de comutação no chaveamento.

-Na segunda parte do trabalho foi introduzido um novo transformador eletrônico, para lâmpadas dicróicas, onde se inova o jeito de obter a comutação não dissipativa das chaves, através de um ramo ressonante auxiliar. Comprova-se sua alta performance e alto fator de potência de entrada para uma ampla variação de carga. Além de inovar na maneira de comutar, tem-se também como grande contribuição, o fato de ser auto-oscilante, trabalhar com fator de potência unitário e isolar a carga do circuito de potência, vantagens estas que seriam difíceis de se obter com outras estruturas.

-Sugestões na continuação do trabalho:

-Um estudo na área de iluminação dos reatores propostos, para saber-se realmente os níveis de iluminação alcançados (lúmens/watt).

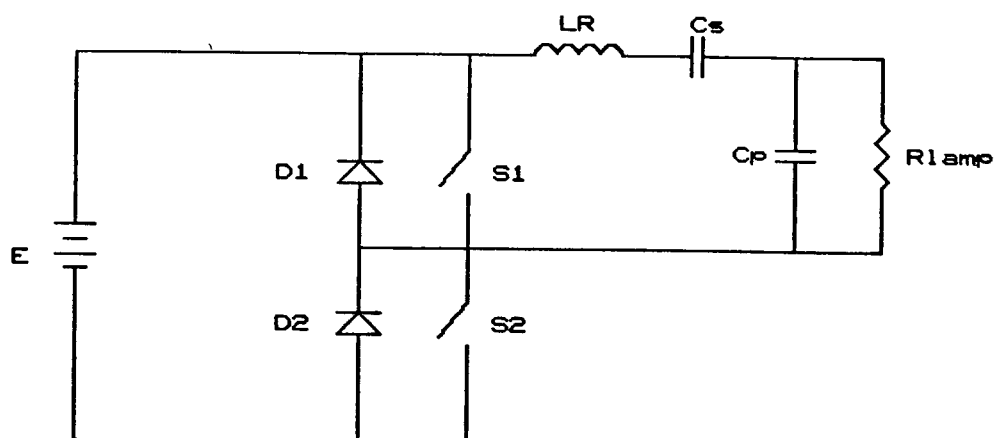
-A possibilidade de utilização do transformador proposto para a lâmpada dicróica, no uso de qualquer tipo de carga.

## APÊNDICE A

## A.1 DESENVOLVIMENTO DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO.

## a.1.1 Simulação do circuito de potência com frequência imposta.

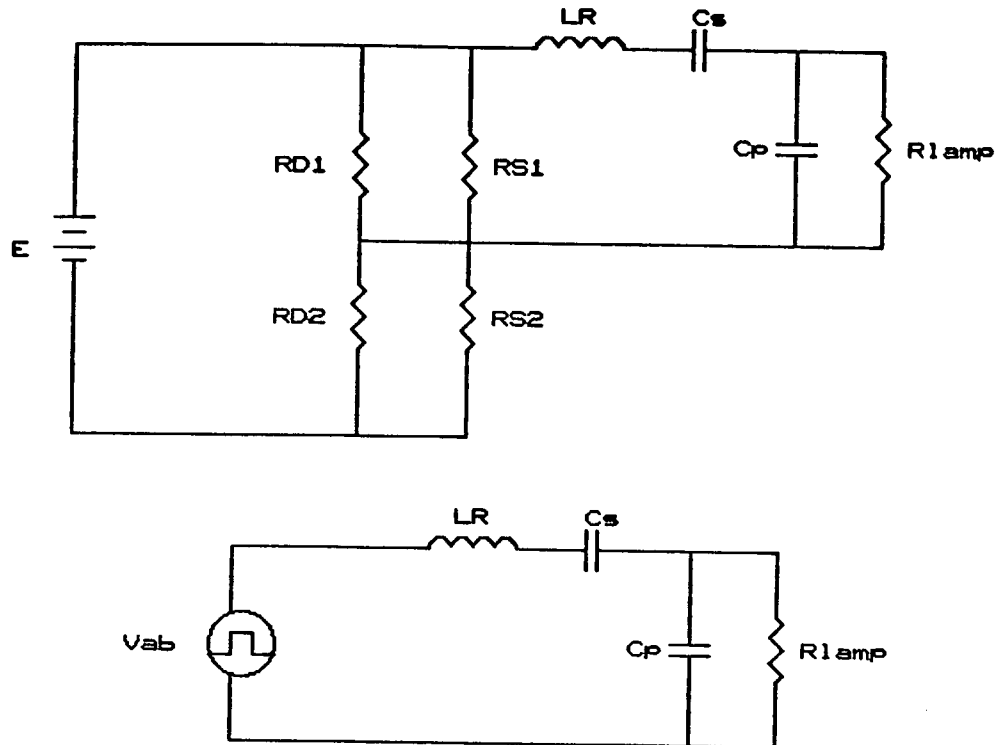
Se implementou primeiramente um programa que só simulava o circuito de potência do reator, onde o programa desenvolvido gerava a frequência de funcionamento, pedida pelo usuário, de tal forma que o circuito trabalharia com uma frequência imposta ao circuito. A figura A.1 mostra o circuito implementado.



*Figura A.1 : Circuito de potência.*

Utilizou-se o modelo resistivo para os dispositivos semicondutores, tal como mostra a figura A.2a.

Utilizando teoremas de redes chegou-se ao circuito mostrado na figura A.2b, onde  $V_{ab}$  representa a fonte de alimentação pulsada com a frequência requerida. A maneira de gerar a tensão pulsada consiste em dar valores convenientes a  $R_{D1}$ ,  $R_{D2}$ ,  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ , nos momentos justos, gerados de acordo à frequência dada.



*Figura A.2 : Modelos utilizados*

Onde:

$$V_{ab} = \frac{R_{eq1} \cdot E}{R_{eq1} + R_{eq2}} \quad ; \quad R_{eq1} = \frac{R_{D1} \cdot R_{S1}}{R_{D1} + R_{S1}}$$

$$R_{eq2} = \frac{R_{D2} \cdot R_{S2}}{R_{D2} + R_{S2}}$$

Na parte de resolução das equações diferenciais, neste caso o circuito é de ordem 3. As equações a resolver são as seguintes:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{LR}}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{Cp}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{cond}}{L_R} & \frac{-1}{L_R} & \frac{-1}{L_R} \\ 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & \frac{-1}{C_p \cdot R_{Lamp}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{LR} \\ V_{Cs} \\ V_{Cp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{ab}}{L_R} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad A.1$$

a.1.2 Simulação do circuito de potência mais circuito de comando no modo Auto-oscilante.

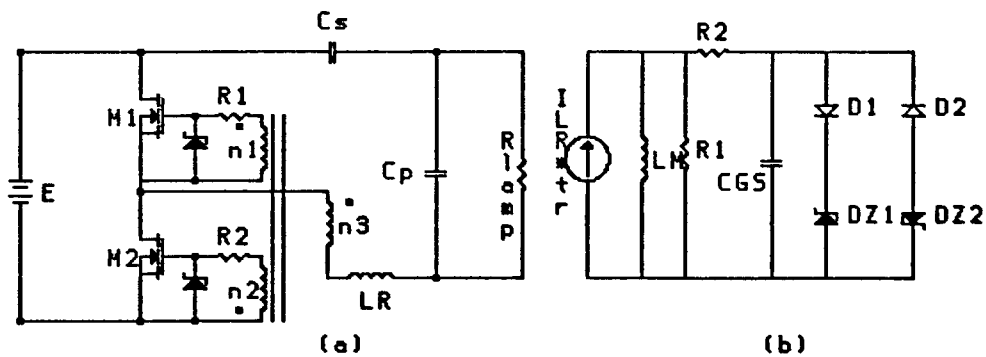


Figura A.3 : a) Circuito a simular b) Modelo do circuito dado na figura A.3(a)

Ao circuito simulado anteriormente ( parte potência ) se adiciona o transformador de comando, o qual tem as polaridades indicadas (Figura A.3a) de tal forma que o circuito auto-oscile.

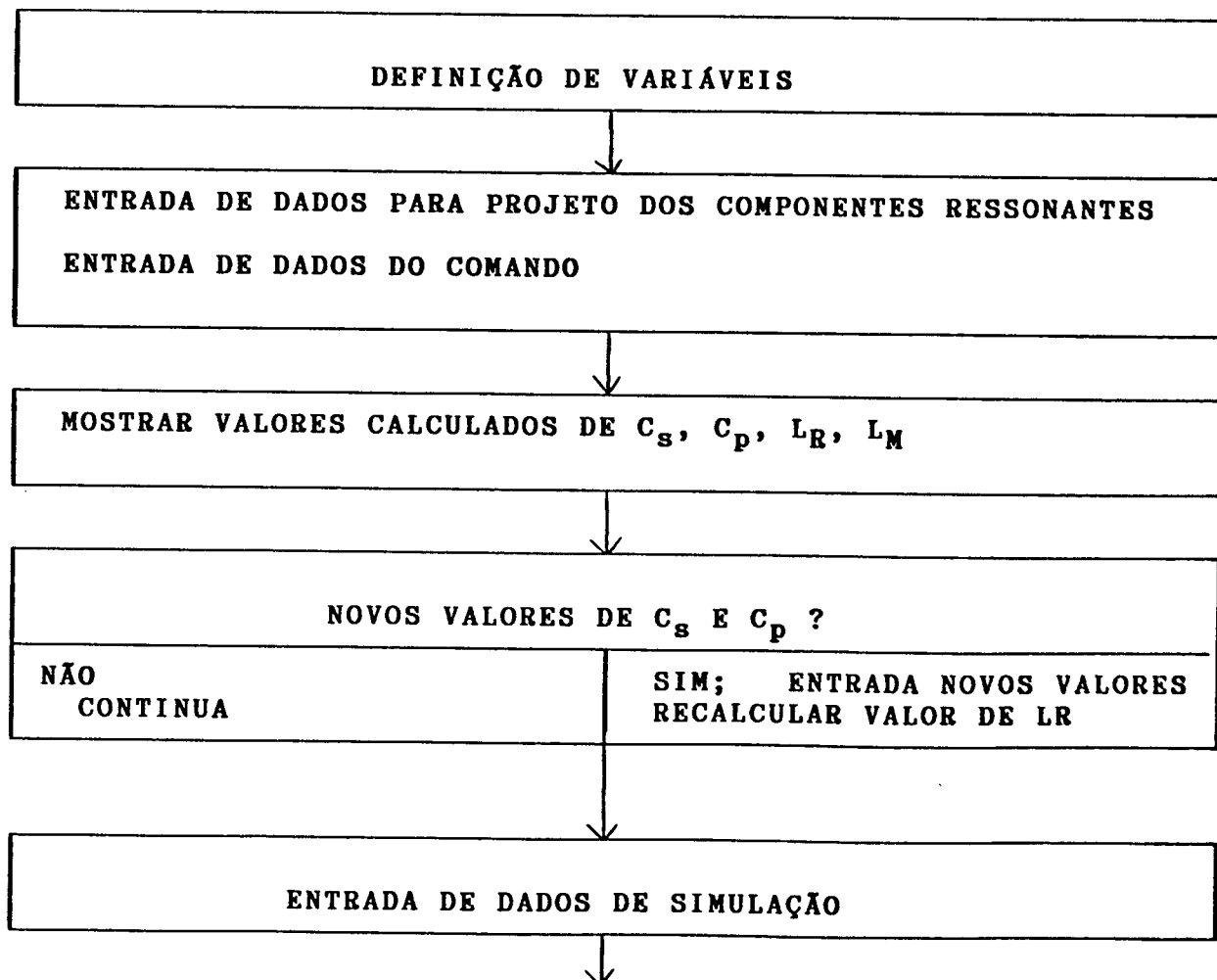
Para a simulação procedeu-se modelando o comando como uma fonte de corrente, controlada pela corrente no indutor ressonante, com um ganho total igual à razão  $(N_3/N_2)$ , alimentando o transformador que aciona os Mosfets (representado por seu modelo equivalente simplificado, ou seja, pela indutância magnetizante) junto ao circuito de comando

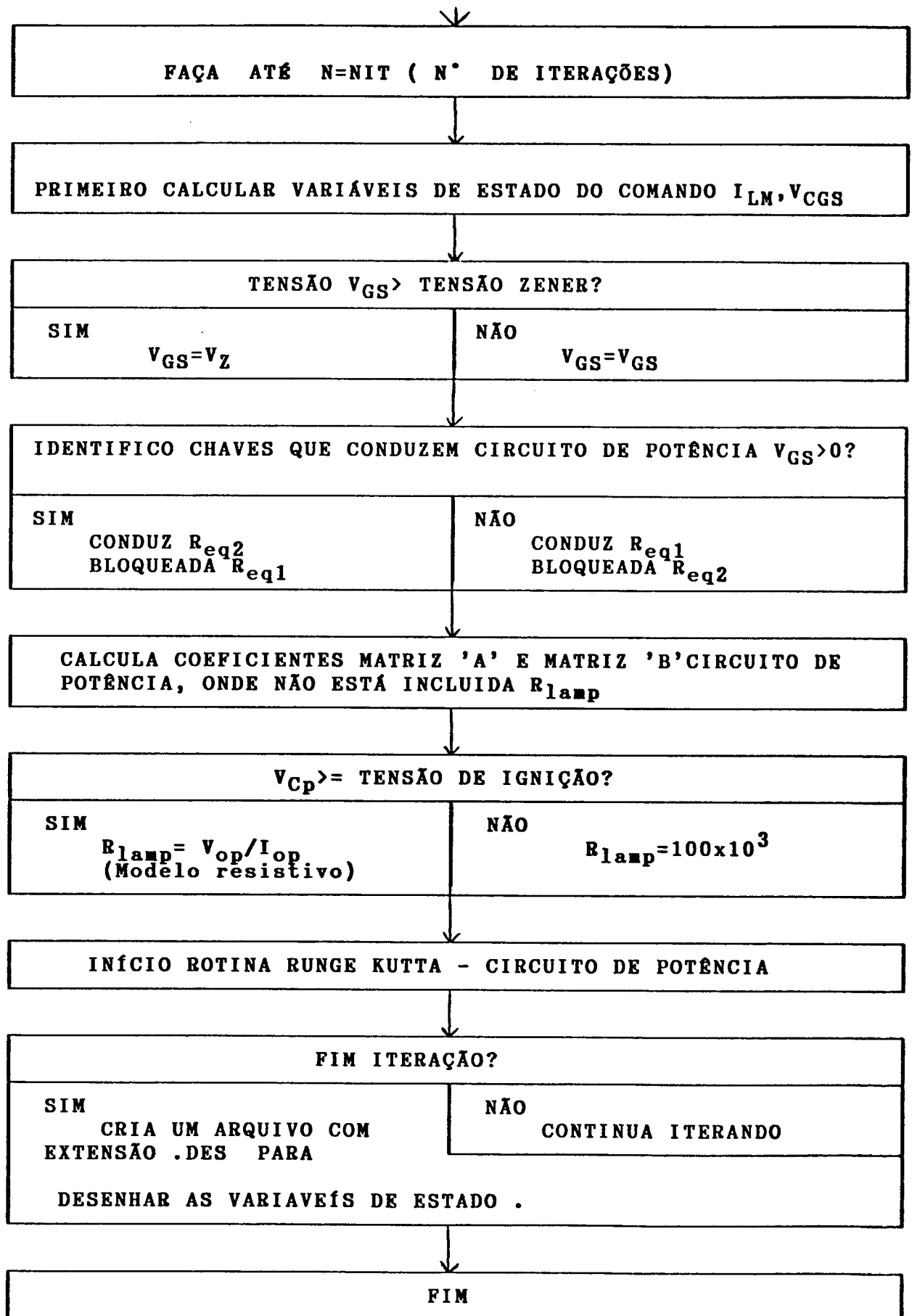
propriamente dito, isto é, resistência de gate e os diodos Zener de proteção.

Seu funcionamento é explicado a seguir: a tensão de saída do circuito equivalente do comando, ou seja, a tensão no capacitor  $C_{gs}$  (capacitor gate-source) é a que controla a largura dos pulsos de disparo dos Mosfets, que a sua vez dá a forma da tensão  $V_{ab}$ , resumindo, pode-se dizer que quando  $V_{CGS} > 0$  então  $V_{ab} = K \cdot V_{CGS}$  e quando  $V_{CGS} \leq 0$  a tensão  $V_{ab} = 0V$ , onde  $K$  é o ganho dado pelos Mosfets de potência. O modelo completo do transformador de comando pode ser observado na figura A.3b.

## A.2 FLUXOGRAMA DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO AUTO-OSCILANTE OU FORÇADA.

A seguir mostra-se o fluxograma geral do programa de simulação.

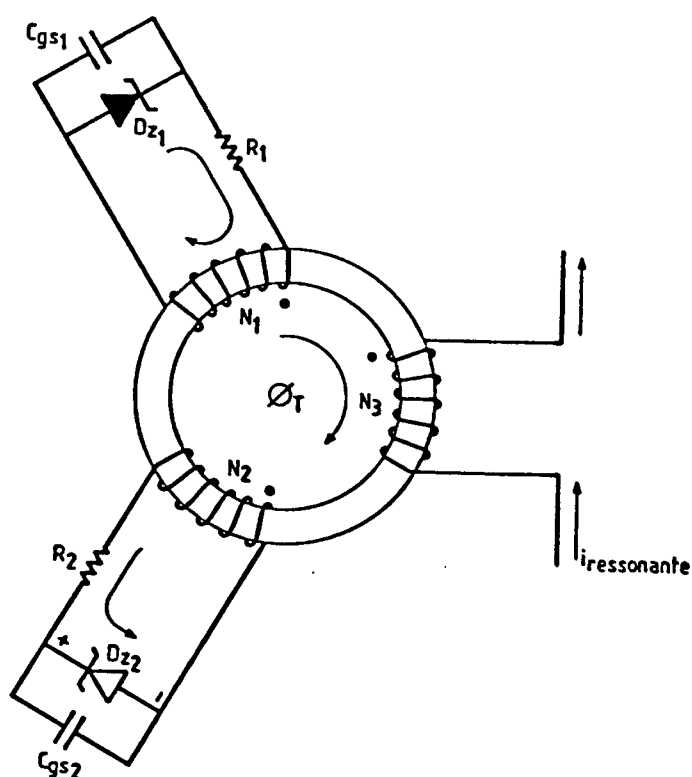




## APÊNDICE B

## B.1 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO DE COMANDO.

A figura B.1 mostra o esquema do transformador de pulsos e o circuito de comando onde estão representados todos os parâmetros envolvidos.



*Figura B.1 : Esquema do circuito de comando.*

Da figura anterior pode-se abstrair-se o seguinte circuito equivalente, mostrado na figura B.2 para um semiciclo de funcionamento.

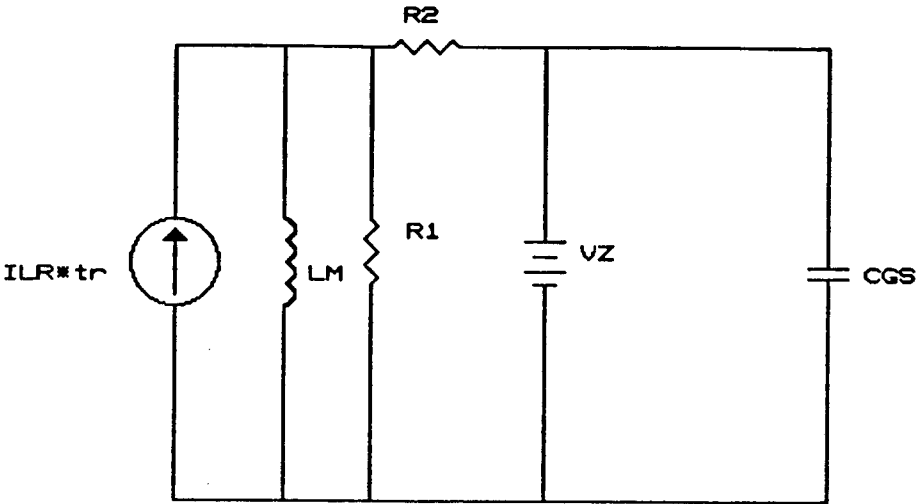


Figura B.2 : Circuito equivalente de comando

B.1.1 Análise em regime senoidal do circuito de comando.

Esta análise é válida só na zona linear da característica do núcleo do transformador.

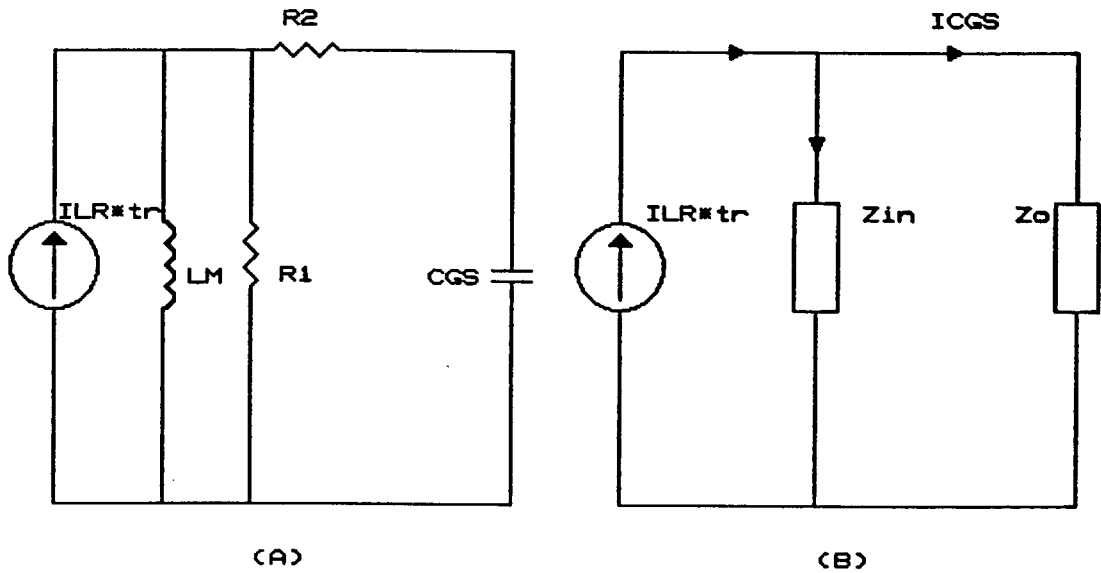


Fig.B.3 Circuitos equivalentes.

Calculando  $I_{CGS}$ , por divisão de corrente.

$$I_{CGS} = \frac{I_{LR'} \cdot Z_{in}}{Z_{in} + Z_o} \quad , \quad \text{ou:}$$



$$I_{Cgs} = \frac{I_{LR}' \cdot jR \cdot \omega^2 \cdot L_R C_{gs}}{R^2 \cdot \omega \cdot C_{gs} - R + j(2 \cdot R \cdot \omega^2 \cdot L_R \cdot C_{gs} - \omega \cdot L_R)}$$

Agora:

$$V_{Cgs} = I_{Cgs} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_{gs}}$$

$$V_{Cgs} = \frac{I_{LR}' \cdot R \cdot \omega \cdot L_R}{R^2 \omega \cdot C_{gs} - R + j(2 \cdot R \cdot \omega^2 L_R \cdot C_{gs} - \omega \cdot L_R)} \quad , \quad \text{ou:}$$

Ordenando:

$$V_{Cgs} = \frac{I_{LR}' \cdot \omega \cdot L_R}{R \cdot \omega \cdot C_{gs} - 1 + j(2 \cdot (\omega^2 / \omega_0^2) - (\omega L_R / R))}$$

Obtendo-se o ganho:

$$ABS(V_{Cgs}) = \frac{I_{LR}' \cdot \omega L_R}{((R \cdot \omega C_{gs} - 1)^2 + (2(\omega / \omega_0)^2 - (\omega L_R / R)))^{1/2}}$$

e a fase :

$$FASE = \tan^{-1} \left[ \frac{R \cdot \omega C_{gs} - 1}{(2 \cdot (\omega / \omega_0)^2 - (\omega L_R / R))} \right]$$

## B.2 PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO

O núcleo a utilizar é o T-15 de material IP6 da thornton. Os dados foram obtidos do catálogo do fabricante, descritos a seguir :

$$B_{\text{máx}} = 0,3T \text{ ----> } H_{\text{máx}} = 80\text{AV/M}$$

Dimensões:

Diâmetro externo (D)= 15mm

Diâmetro interno (d)= 9,5mm

Largura ( $h_1$ )= 7mm

Altura ( $h_2$ )= 2,75 mm

Logo o raio médio é :

$$R_{med} = \frac{D-d}{4} + d = 10,875mm$$

E a área:

$$Ae = h_1 \cdot h_2 = 0,1925 \times 10^{-4} m^2$$

O comprimento médio  $L_{md} = 2 \cdot \pi \cdot R_{med} = 6,833cm$ .

Observando a figura B.1, temos:

$$H \cdot L_{md} = n_1 \cdot i_1 - n_2 \cdot i_2 + n_3 \cdot i_3 \quad (B.1)$$

$$\text{Agora } i_1 = E_1 / R_1 \quad (B.2)$$

$$\text{e } i_2 = (E_2 - V_Z) / R_2 \quad (B.3)$$

Onde  $R_1 = R_2 = R$

Sustituindo as equações (B.2) e (B.3) em (B.1) obtem-se:

$$H \cdot L_{md} = n_1 \cdot (E_1 / R) - n_2 (E_2 - V_Z) / R + n_3 \cdot i_3 \quad (B.4)$$

Mas  $n_1 = n_2$  ----->  $E_1 = E_2$  , então:

$$H \cdot L_{md} = n_2 \cdot V_Z / R + n_3 \cdot i_3 \quad (B.5)$$

Portanto

$$H \cdot L_{md} = n_2 \cdot V_Z / R + n_3 \cdot i_3 \quad (B.6)$$

### B.2.1 Cálculo do circuito de comando do reator.

Tendo como dado que o diodo zener a ser usado tem um  $V_Z = 8,2V$  e sua  $P_{dis} = 500mW$ .

Então:

$$i_2 = I_{zm\acute{a}x} = 0,5/8,2 = 0,061A$$

Fazendo com que a corrente máxima no circuito ressonante seja  $i_{LR}=0,5A$ , obtem-se a relação:

$$tr=n_3/n_2=i_2/i_3=0,061/0,5 = 0,122$$

De (B.6) obtem-se o máximo  $n_2$  antes de saturar

$$n_2 = \frac{H \cdot L_{md}}{i_2 + V_z/R} \quad ; \quad \text{para um } R = 220 \text{ ohms}$$

$$n_2 = 55,6 \text{ espiras.}$$

Como não é desejado trabalhar com o núcleo saturado é utilizado 1/5 de  $n_2$  calculado, logo :

$$n_2 = n_1 = 11,12 \quad ; \quad \text{ocupando 12 espiras.}$$

e

$$n_3 = n_2 \cdot 0,122 = 1,5 \text{ espiras}$$

Seja:

$$n_3 = 3 \text{ espiras}$$

### B.2.2 Cálculo do circuito de comando do transformador eletrônico.

Neste caso, os cálculos para o projeto do circuito de comando diferirá no fato que o transformador de comando trabalhará saturado. Deste modo se controlará a frequência de chaveamento e, assim, controlará a corrente no ramo ressonante.

Da equação (B.6) tem-se que :

$$H_{m\acute{a}x} \cdot L_{md} = n_2 \cdot V_z/R + n_3 \cdot i_3$$

Calculando agora no lado de potência

$$n_3 = \frac{H_{\text{máx.}} \cdot L_{\text{md}}}{(i_3/i_2 \cdot V_Z/R + i_3)}$$

Tendo como dados  $i_{3\text{máx}}=0,6\text{A}$  e  $i_2=0,06\text{A}$  ----->  $i_3/i_2=10$   
Ademais  $V_Z=8,2\text{V}$ , tomando  $R=330\text{ ohms}$

Então:

$$n_3 = 5,4664 / (0,2485 + 0,6) = 6,45 \text{ espiras}$$

Este valor é para o começo da saturação do núcleo. Como desejo ele saturado dobro o valor, então  $n_3 = 13$  espiras.

Com isto, o lógico é calcular  $n_2$  fazendo-o igual a  $10 \cdot n_3 = n_2$ , mas tendo que pensar que para  $n_3 = 13$  esp. o núcleo está saturado, portanto esta equação linear não é válida.

O cálculo de  $n_2$  e  $n_1$  foi feito com ajuda do computador, fazendo diversas simulações (com núcleo saturado), obtendo como valor ótimo de projeto  $n_1 = n_2 = 20$  espiras. Com isto a relação de espiras  $n_3/n_2 = 0,65$ .

Devido a efeitos colaterais entre o capacitor intrínseco dos mosfets  $C_{GS}$  e a indutância remanente do circuito de comando, utilizou-se o circuito grampeador mostrado na figura B.4

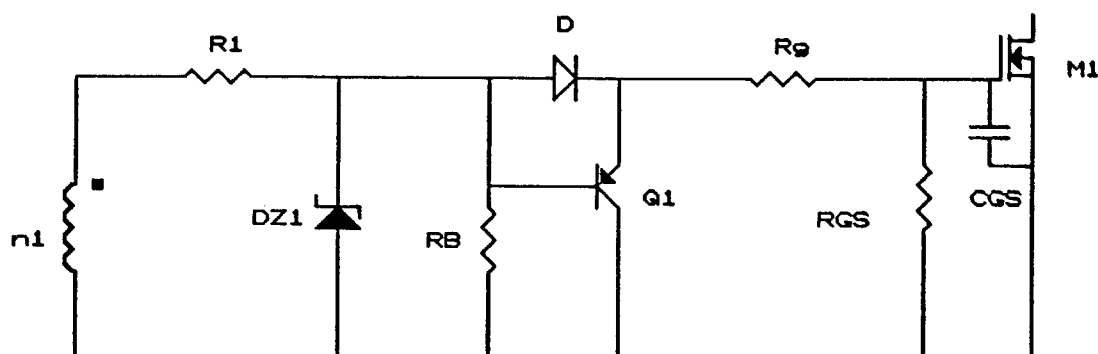


Figura B.4 : Circuito de comando completo.

Para obter um valor aproximado da frequência de funcionamento do sistema, analisa-se o circuito mostrado na figura B.1. É sabido que:

$$F_s = \frac{V_L}{4 \cdot N \cdot A_e \cdot B_{sat}} \quad (B.7)$$

Portanto, obtem-se uma expressão para  $V_L$  do circuito equivalente, de onde é obtido:

$$V_L = \frac{i_2 \cdot R + V_Z}{2} \quad (B.8)$$

Substituindo em (B.7), obtém-se:

$$F_s = \frac{R \cdot (n_3/n_2) \cdot I_{ress} + V_Z}{8 \cdot n_2 \cdot A_e \cdot B_{sat}} \quad (B.9)$$

Onde  $F_s$  será função da relação de espiras  $n_3/n_2$ , já que os outros parâmetros permaneceram constantes.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] E.E Hammer, T. K. McGowan, "Characteristics of various fluorescent systems at 60Hz and high frequency", IEEE transaction on industry application, vol 1a21 N° 1, january/february, 1985, pp: 11-16.
- [2] Peter N. Wood, "High frequency discharge lamp ballast using power Mosfets, Igbts, and high voltage monolithic drives", PCI June 1989 proceedings, pp: 307-324.
- [3] Michael Bairanzade, "The electronic control of fluorescent tubes", Power electronics, 30, pp: 38-49.
- [4] Ivo Barbi, Rejane S. Araujo, "Ballast eletrônico para lâmpadas fluorescentes utilizando conversores ressonantes, Relatório interno UFSC-1990
- [5] Walter Kaiser, "Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares -Uma metodologia de projeto", Tese de doutorado, USP- 1988.
- [6] G. Gambirasio, W. Kaiser, L. Matakas jr, W. Pó, "Conversor eletrônico ressonante para lâmpadas fluorescentes tubulares". 1º Seminário de eletrônica de potência, dezembro de 1988, UFSC-Fpolis, pp: 111-118.
- [7] M. I. Mahmoud, R. Perret, "Design Parameters for high frequency series resonance energy converters used as fluorescent lamp electronic ballast". EPE'89, Aachen, October 4-12 1989, pp: 367-371.
- [8] R.L. Steigerwald, "A comparison of half bridge resonant converter topologies", IEEE Transaction on Power Electronics April 88, vol.3 N° 2 , pp: 174-182.
- [9] Dragan M. Vasiljevic, "The design of a battery-operated fluorescent lamp", IEEE Transaction on Power Electronics, November 89, vol.36 N° 4, pp: 499-503.
- [10] J. He and N. Mohan, "Input current shaping in line rectification by resonant converters", IEEE IAS conf. rec. 1987, pp: 990-995.
- [11] Ivo Barbi and S.O Silva, "Sinusoidal line current rectification at unity power factor with boost Quasi-resonant converters", IEEE APEC Conf. rec 1990, pp: 553-562.
- [12] S. Ahmed, "Controlled on-time power factor correction circuit with input filter", Thesis Master, Vpec-1990.
- [13] C. Lisitra et al, "Single-end soft-switching electronic ballast with unity power factor", IEEE IAS Conf.rec. 1991, pp: 953-958.

- [14] Ivo Barbi, P. Gaizdinski, "Reator eletrônico para duas lâmpadas de 20W", Relatório interno LAMEP-UFSC, 1989.
- [15] Domingo Ruiz Caballero, "Transformador eletrônico de alto desempenho e alto fator de potência de entrada", Relatório interno Lamep-UFSC- Setembro 1991.
- [16] J. Spangler and A. K. Behera, "Power factor correction techniques used for fluorescent lamp ballast", IEEE IAS Conf. Rec. 1991, pp: 1836-1841.
- [17] M. H. Keralawala et al, "A fast response high power converters with a single power stage", IEEE PESC-1991, pp: 769-779.
- [18] M. T. Shulten et al, "Characteristic of load resonant converters operated in a high power factor mode", IEEE APEC 1991, pp: 5-16.
- [19] J. Sebastian, M. Rico, J Uceda, F. Aldana, "Regulated self-oscillating resonant converters ", EPE 89, pp: 245-249.
- [20] Ivo Barbi, "Projeto de fontes chaveadas", Publicação interna, Lamep-UFSC.
- [21] Souza, A. F.; Martins, D. C. "Manual de utilização do programa SC-VOLT- Simulação de conversores estáticos método do voltmetro", publicação interna, UFSC, 1990.
- [22] Hector J., "DSN, un logiciel de manipulation de courbes", manual de referência do programa DSN ", versão autorizada, INPT, França, 1992.
- [23] Motorola semiconductor "Rectifiers and zener diodes data books", 1988.